

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA



**“DESARROLLO EXPERIMENTAL DE PROCESAMIENTO
ELECTRÓNICO PARA APLICACIONES DE REDES CDMA DE
ALTA VELOCIDAD”**

POR

ING. GERARDO ARTURO GARCÍA SÁNCHEZ

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRÍA
EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

OCTUBRE, 2017

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO



**“DESARROLLO EXPERIMENTAL DE PROCESAMIENTO
ELECTRÓNICO PARA APLICACIONES DE REDES CDMA DE
ALTA VELOCIDAD”**

POR

ING. GERARDO ARTURO GARCÍA SÁNCHEZ

**EN OPCIÓN AL GRADO DE MAESTRÍA
EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA**

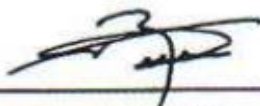
SAN NICOLÁS DE LOS GARZA, NUEVO LEÓN, MÉXICO

OCTUBRE 2017

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE NUEVO LEÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA
SUBDIRECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO

Los miembros del Comité de Tesis recomendamos que la Tesis "**Desarrollo Experimental de Procesamiento Electrónico para Aplicaciones de Redes CDMA de Alta Velocidad**" realizada por el alumno(a) Gerardo Arturo García Sánchez, con número de matrícula 1425656, sea aceptada para su defensa como opción al grado de Maestría en Ciencias Ingeniería Eléctrica.

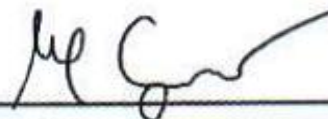
El Comité de Tesis



Dr. José Ramón Rodríguez Cruz
Director

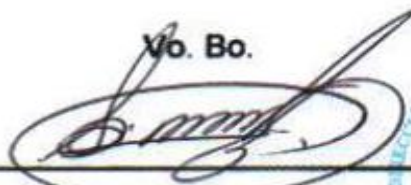


Dr. Jorge Aguilar Torrentera
Revisor



Dr. Gabriel Campuzano Treviño
Revisor

Vo. Bo.



Dr. Simón Martínez Martínez
Subdirector de Estudios de Posgrado



RESUMEN CURRICULAR

El alumno Gerardo Arturo García Sánchez realizó sus estudios en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica (F.I.M.E.) dentro del periodo Agosto – Diciembre 2008 a Enero – Junio 2013, obteniendo su grado de Ingeniero en la carrera de Ingeniero en Electrónica y Comunicaciones.

Realizando, también, estudios de un segundo idioma, inglés, en el Centro de Idiomas de la Escuela Normal Superior dentro de un período de verano 2006 a verano 2011. Cursando 12 niveles, siendo los últimos dos exclusivos de Círculos de Conversación.

Laboralmente, el ingeniero Gerardo García trabajó como becario en la empresa Avaya Communications de México dentro del período Diciembre 2012 a Diciembre 2013. Iniciando en Avaya Communications de México como Associate System Engineer en el área de Ingeniería de Preventa dentro del período Marzo 2014 a Diciembre 2014.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mi Dios por los momentos gratificantes y por ser siempre una luz en los días difíciles, por nunca dejarme solo.

Agradezco el apoyo de toda mi familia por alentarme y darme consejos en los momentos más difíciles y por estar siempre cuando los necesitaba a lo largo de estos dos años de estudio de maestría. Aunque vivimos momentos tristes, siempre estuvimos unidos.

Agradezco a mi asesor Jorge Aguilar Torrentera por ayudarme y estar siempre que lo necesitaba. Por tenerme paciencia a lo largo de este año de Tesis.

Agradezco a mis compañeros de generación por ser un gran apoyo moral y en especial a Ángel Rico y Francisco Pio por compartir tan buenos momentos a lo largo de estos dos años de estudio de maestría.

Agradezco a los Doctores del área de Telecomunicaciones por formarme como un mejor estudiante y profesional en la investigación. Por ser siempre un apoyo a lo largo de estos dos años de estudio de maestría.

Este trabajo de investigación fue parcialmente apoyado por el Laboratorio de Aviónica del CIIIA – FIME – UANL.

Este trabajo de investigación fue parcialmente apoyado por el Laboratorio de Sistemas de Microondas de la FIME – UANL.

Agradezco el apoyo del *CONACyT* para terminar de buena manera este trabajo de investigación.

CONTENIDO

ÍNDICE DE FIGURAS.....	1
ÍNDICE DE TABLAS.....	6
LISTA DE ACRÓNIMOS.....	7
RESUMEN.....	9

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN	11
1.1 Antecedentes.....	13
1.2 Descripción Del Problema.....	15
1.3 Hipótesis.....	16
1.5 Objetivo	20
1.5.1 Objetivos Particulares	20
1.6 Organización de La Tesis	21

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE MULTICANALIZACIÓN PARA REDES ÓPTICAS	23
2.1 Multicanalización por División de Tiempo	23
2.2 Multicanalización por División de Longitud de Onda	25
2.3 Multicanalización por Sub Portadora.....	28
2.4 Multicanalización por División de Código	30
2.4.1 Clasificación de Los Sistemas OCDMA	32
2.4.2 OCDMA de Codificación Temporal	33
2.4.3 OCDMA de Codificación Espectral	34

CAPÍTULO 3

ESQUEMAS CDMA PARA REDES ÓPTICAS	37
3.1 Procesamiento Óptico de Códigos en Redes Ópticas.....	38
3.2 Procesamiento Electrónico de Códigos en Redes Ópticas.....	41
3.3 Modelo Del Sistema DS – CDMA.....	43
3.3.1 Códigos Gold	44
3.3.2 Valoración de Códigos Gold	44
3.3.3 Codificación en DS – CDMA	45
3.3.4 Decodificación en DS – CDMA	47

3.3.4.1 Respuestas de Correlación	47
3.4 Nuevo Esquema CDMA Basado en Filtros Transversales	49

CAPÍTULO 4

CONCEPTOS PARA EL DISEÑO DE FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA	52
4.1 Amplificación Distribuida	52
4.2 Líneas de Transmisión Artificiales: Impedancia Imagen.....	55
4.2.1 Característica de Propagación.....	59
4.2.2 Respuesta Transitoria	63
4.3 Filtro Transversal Basado en El Concepto de Amplificación Distribuida.....	66
4.3.1 Analogía entre Circuitos de Amplificación Distribuida y Filtros Transversales	66
4.3.2 Modos de Propagación del Filtro Transversal Distribuido.....	70
4.3.2.1 Celda de Gilbert.....	71
4.3.2.2 Principio de Operación Del Filtro Transversal Basado en El Concepto de Amplificación Distribuida	73

CAPÍTULO 5

PROCESAMIENTO ELECTRÓNICO PARA APLICACIONES CDMA UTILIZANDO EL FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN EL CONCEPTO DE AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA.....	81
5.1 Procesamiento Temporal Utilizando Filtros Transversales Distribuidos	81
5.2 Análisis de Respuestas Temporales de Pulsos.....	83
5.3 Estudio de Celdas Activas para Filtro Transversal Distribuido	87
5.4 Filtro Transversal Aplicado a CDMA de Secuencia Directa.....	93
5.4.1 Consideraciones de Diseño Del Filtro Transversal Distribuido	93
5.4.2 Diseño Del Filtro Transversal Distribuido	94
5.4.3 Concepto de Identificación de Sistemas	97
5.4.4 Prueba de Identificación al Filtro DTF Diseñado	99
5.5 Esquema Electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral [1] [2]	103
5.5.1 Códigos Hadamard	106
5.5.2 Resultados de Codificación SAE – CDMA [1]	108
5.5.3 Consideraciones del esquema SAE – CDMA.....	112
5.5.4 Codificación SAE – CDMA.....	113

5.5.5 Decodificación SAE – CDMA	115
5.5.5.1 Consideraciones de Diseño Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA	115
5.5.5.2 Diseño Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA	116
5.5.5.3 Respuestas Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA	118
5.5.6 Correlación de Señales Codificadas en Fase.....	122

CAPÍTULO 6

VEHÍCULOS DE PRUEBA PARA EL FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN EL CONCEPTO DE AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA.....	124
6.1 Línea de Transmisión Artificial	125
6.1.1 Obtención de Parámetros de Líneas ATL	125
6.1.2 Consideraciones Del Prototipo de Líneas ATL.....	127
6.1.3 Prototipos de Líneas de Transmisión Artificial.....	128
6.1.4 Simulaciones en Frecuencia	130
6.1.5 Mediciones en Frecuencia de Líneas ATL	131
6.2 CDMA Electrónico de Codificación de Amplitud Espectral	135
6.2.1 Etapa de Codificación	135
6.2.1.1 Consideraciones Del Prototipo Del Filtro <i>Antialiasing</i>	135
6.2.1.2 Obtención de Parámetros de Diseño Del Filtro <i>Antialiasing</i>	136
6.2.1.3 Prototipo Del Filtro <i>Antialiasing</i>	139
6.2.1.4 Mediciones en Frecuencia y Tiempo Del Filtro <i>Antialiasing</i>	140
6.2.2 Etapa de Decodificación	142
6.2.2.1 Consideraciones Del Prototipo Del Filtro DTF.....	142
6.2.2.2 Prototipo Del Filtro Transversal Basado en el Concepto de Amplificación Distribuida	144
6.2.2.3 Mediciones en Frecuencia Del Filtro DTF	146
6.2.2.4 Mediciones en Tiempo Del Filtro DTF	148
6.2.2.4.1 Observaciones en las Mediciones en Tiempo	150

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES	151
7.1 Trabajo a Futuro	154

APÉNDICE A

SEÑALES CDMA PARA CODIFICACIÓN TEMPORAL DE FASE	156
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 1	163
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 2	165
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 3	166
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 4	168
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 5	170
BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 6	172

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Topología de red LAN OCDMA.....	11
Figura 1.2: Par codificador / correlador de los sistemas CDMA.	15
Figura 1.3: Esquema experimental del filtro DTF como correlador impulsivo.	16
Figura 2.1: Esquema de multiplexación por división de tiempo.....	23
Figura 2.2: Enlace WDM punto a punto.	25
Figura 2.3: Esquema de acceso múltiple por división de longitud de onda.....	26
Figura 2.4: Red WDMA a) Broadcast and Select y b) Wavelength Routing.....	26
Figura 2.5: Esquema de acceso múltiple por multicanalización por sub portadora.....	28
Figura 2.6: Esquema de acceso múltiple por división de código, entorno óptico.....	30
Figura 2.7: Esquema OCDMA no coherente básico.....	32
Figura 2.8: Esquema OCDMA de codificación de amplitud espectral.....	34
Figura 3.1: Estructura básica de línea retardo por fibra óptica.	38
Figura 3.2: Esquema OCDMA por fibra óptica.	39
Figura 3.3: Esquema OCDMA con procesamiento electrónico.....	40
Figura 3.4: Esquema experimental para dos usuarios en ECDMA.....	42
Figura 3.5: Esquema CDMA convencional. Dos transmisores y un receptor activos....	43
Figura 3.6: Valores de correlación periódica e índices de discriminación utilizando códigos Gold de longitud a) $N = 7$, b) $N = 31$, c) $N = 127$ y d) $N = 511$	47
Figura 3.7: Esquema SAE – CDMA de procesamiento electrónico de señales temporales codificadas en fase.	49
Figura 4.1: Estructura básica del circuito de amplificación distribuida.	52
Figura 4.2: Transistor HJ – FET, a) modelo a pequeña señal y b) modelo a pequeña señal despreciando C_{gd}	53
Figura 4.3: Impedancia de entrada y salida de una sección de filtro LC.....	54
Figura 4.4: Dependencia en frecuencia de la impedancia imagen de la red de 2 puertos mostrada en la figura 4.3.	55
Figura 4.5: Sección de filtro LC pasa bajas en forma T y π	56
Figura 4.6: Línea de transmisión artificial mostrando 3 secciones constante – k.	56
Figura 4.7: Constantes de a) atenuación y b) fase de una sección de filtro LC.	59

Figura 4.8: Se presenta en a) una línea ATL de 4 secciones. Se obtienen las constantes de b) atenuación y c) fase.....	60
Figura 4.9: Parámetros de transmisión y reflexión de la línea ATL de 4 secciones.	61
Figura 4.10: Respuestas transitorias de un pulso rectangular angosto.	62
Figura 4.11: Inserción de resistencia disipativa.....	63
Figura 4.12: Respuestas transitorias de un pulso rectangular angosto. Se utiliza una resistencia disipativa de $20\ \Omega$	64
Figura 4.13: Estructura general de filtro transversal.....	66
Figura 4.14: Estructura convencional del amplificador distribuido.	67
Figura 4.15: Topología presentes en la amplificación distribuida.	68
Figura 4.16: Estructura convencional de celda de Gilbert.	70
Figura 4.17: Celdas de Gilbert utilizadas por a) Lee y Freundofer y b) Wu, et al.....	71
Figura 4.18: Estructura propuesta de filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.....	72
Figura 4.19: Modelo a pequeña señal de una celda de filtro DTF.	74
Figura 4.20: Modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro transversal. Se presenta la capacitancia en serie C_{div}	76
Figura 4.21: Ruta de las señales en modo común y diferencial.	78
Figura 4.22: Generación de pulsos positivo y negativo, obtenida por simulación en AWR.	79
 Figura 5.1: Esquema general para sistemas CDMA.	 81
Figura 5.2: Respuesta al pulso de un filtro DTF de retardo entre taps de 25 ps.....	83
Figura 5.3: Definición de tiempo de retardo (TD) y tiempo de subida (TR) [5].	84
Figura 5.4: Respuestas al escalón de a) tap 1, b) tap 2, c) tap 3, d) tap 4, e) tap 5, f) tap 6, g) tap 7 y h) tap 8.....	85
Figura 5.5: Circuito de polarización en configuración FET fuente – común.....	87
Figura 5.6: Circuito amplificador como una red de 2 puertos, configuración para su análisis de estabilidad.....	88
Figura 5.7: Círculos de estabilidad del circuito amplificador.....	89
Figura 5.8: a) Esquema del circuito amplificador y b) modelo esquemático no lineal TOM.	90
Figura 5.9: Gráfica de voltaje compuerta – fuente vs transconductancia.	91
Figura 5.10: Voltajes de control para generar señal diferencial.....	91

Figura 5.11: Respuesta al pulso del filtro DTF, ancho de pulso 4.286 ns.	95
Figura 5.12: Respuesta al pulso del filtro DTF, ancho de pulso 4.80 ns.	96
Figura 5.13: Método de identificación de sistemas generalizado.	96
Figura 5.14: Respuestas de 3 taps independientes para una señal bipolar.	98
Figura 5.15: Respuestas de correlación a) aperiódica y b) periódica de secuencias recíprocas unipolares – bipolares.	100
Figura 5.16: Respuesta al pulso del filtro DTF, secuencia de 3 niveles.	101
Figura 5.17: Respuestas de correlación a) aperiódica y b) periódica de secuencias recíprocas de tres niveles.	102
Figura 5.18: Esquema CDMA de codificación de amplitud espectral. Se consideran el codificador y correlador DTF, brazo superior.	103
Figura 5.19: Respuesta al pulso de un filtro DTF. Se presenta en a) un filtro de siete taps sintetizando al vector de referencia alternante θ_1 . Se presenta en b) la síntesis de las funciones de codificación c_4 y decodificación φ_3 , comparando con la función ideal de codificación [1].	107
Figura 5.20: Resultados del receptor con a) fases de dirección φ_2 , código de usuario c_2 y un usuario interferente c_3 . Rechazo a interferencia analizado con vectores de referencia θ_1 y θ_2 y b) fases de dirección φ_3 , código de usuario c_3 y un usuario interferente c_4 . Rechazo a interferencia analizado con vectores de referencia θ_1 y θ_2 [1].	109
Figura 5.21: Esquema experimental de filtro Butterworth en a) y determinación de tiempo de span en b)	113
Figura 5.22: Diseño de filtro transversal basado en amplificación distribuida de doble línea de drenador. Se presentan 2 taps de los 6 que conforman el filtro.	118
Figura 5.23: Respuestas de 4 taps independientes para una señal multinivel.	119
Figura 5.24: Respuesta al pulso del filtro transversal de seis taps. Espectralmente, corresponde a una señal modulada con $d_n = (0, 1, 1, 1, 1)$ y $\varphi_n = (0, -\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$. ..	120
Figura 5.25: Correlación impulsiva en el correlador superior SAE – CDMA.	121
 Figura 6.1: Línea de microcinta convencional y características físicas.	126
Figura 6.2: Vehículos de prueba de líneas ATL de 4 secciones con a) resistencia disipativa de 7.5Ω y b) resistencia disipativa de 1Ω	128
Figura 6.3: Esquema experimental de las líneas de transmisión artificiales.	129
Figura 6.4: Modelado de componentes pasivos a altas frecuencias.	130

Figura 6.5: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea ATL con resistencia disipativa de $1\ \Omega$.	131
Figura 6.6: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea ATL con resistencia disipativa de $7.5\ \Omega$.	131
Figura 6.7: Medición de a) fase y b) retardo de grupo de la línea ATL con resistencia disipativa de $1\ \Omega$.	133
Figura 6.8: Medición de a) fase y b) retardo de grupo de la línea ATL con resistencia disipativa de $7.5\ \Omega$.	133
Figura 6.9: Equivalencia entre línea de transmisión sin pérdidas y red π de parámetros concentrados.	135
Figura 6.10: Huella digital de la placa del filtro.	136
Figura 6.11: Vehículo de prueba de filtro Butterworth pasa bajas de 9no orden.	138
Figura 6.12: Esquema experimental del filtro antialiasing. Se reconstruyen señales multinivel.	139
Figura 6.13: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} del filtro Butterworth pasa bajas.	140
Figura 6.14: Mediciones en osciloscopio de señales dispersas en tiempo a) C2, b) C3 y c) C4.	140
Figura 6.15: Prototipo del filtro transversal de doble línea de drenador de 6 taps.	143
Figura 6.16: Esquema experimental del filtro transversal DTF como correlador de señales temporales codificadas en fase.	144
Figura 6.17: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea de drenador superior del filtro transversal distribuido.	145
Figura 6.18: Medición del parámetro S_{11} de la línea de compuerta común.	146
Figura 6.19: Respuestas de correlación entre señales multinivel de codificación a) C2, b) C3 y c) C4 con señal multinivel del correlador superior PW2.	148
Figura A.1: Señales temporales a) C2 y b) PW2.	156
Figura A.2: Señales temporales a) C3 y b) PW3.	158
Figura A.3: Señales temporales a) C4 y b) PW4.	159
Figura A.4: Señal temporal WLA.	161

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1: Valores de autocorrelación y correlación cruzada para distintas longitudes de código Gold.	48
Tabla 5.1: Tiempos de subida normalizados a 30 ns.	85
Tabla 5.2: Códigos Hadamard de longitud 4.	106
Tabla 5.3: Retardos diferenciales entre pulsos y ganancias para cada tap.	114
Tabla 5.4: Retardos diferenciales generados por cada tap del filtro diseñado.	118
Tabla 6.1: Parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid y microcinta para las líneas ATL.	127
Tabla 6.2: Valores de L y C para la construcción del filtro antialiasing. Se inicia el circuito con inductancia en serie.	137
Tabla 6.3: Parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid y microcinta para el filtro DTF.	142
Tabla A.1: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C2.	157
Tabla A.2: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW2.	157
Tabla A.3: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C3.	158
Tabla A.4: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW3.	158
Tabla A.5: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C4.	160
Tabla A.6: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW4.	160
Tabla A.7: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de WLA.	161

LISTA DE ACRÓNIMOS

Acrónimo	Significado
ATL	Línea de Transmisión Artificial
CDM / CDMA	Multicanalización por División de Código / Acceso Múltiple por División de Código
CTD	Dispositivo de Transferencia de Carga
DA	Amplificación Distribuida
DFB	Retroalimentación Distribuida
DS	Secuencia Directa
DS – CDMA	Acceso Múltiple por División de Código de Secuencia Directa
DTF	Filtro Transversal Distribuido
DWDM	Multicanalización Densa por División de Longitud de Onda
ECDMA	Acceso Múltiple por División de Código en entorno Electrónico
EDFA	Amplificador de Fibra Dopada con Erbio
ETDM	Multicanalización por División de Tiempo en entorno Electrónico
FE – CDMA	Acceso Múltiple por División de Código de Codificación en Frecuencia
FET	Transistor de Efecto de Campo
FIR	Respuesta al Impulso Finita
FSE	Ecualizador de Espaciado Fraccional
FTTH	Fibra hasta la Casa
GD	Retardo de Grupo
HB	Balance Armónico
HJ – FET	Transistor de Efecto de Campo de Hetero Unión
ID	Índice de Discriminación
IFT	Transformada Inversa de Fourier
ISI	Interferencia entre Símbolos
IM – DD	Modulación de Intensidad – Detección Directa
LAN	Red de Área Local
LED	Diodo Emisor de Luz
LPF	Filtro Pasa Bajas
MAI	Interferencia de Acceso Múltiple
MIC	Circuito Integrado Monolítico
MMF	Fibra Óptica Multimodo
MMIC	Circuito Integrado Monolítico de Microondas
MUI	Interferencia de Usuario Múltiple
MZM	Modulador Mach – Zehnder

NG – PON	Red Óptica Pasiva de Siguiete Generación
OCDMA	Acceso Múltiple por División de Código en entorno Óptico
OFDL	Línea de Retardo por Fibra Óptica
ONU	Unidad de Red Óptica
OOK	Modulación “Encendido” – “Apagado”
OTDM	Multicanalización por División de Tiempo en entorno Óptico
PN	Pseudo – aleatorio / Pseudo – ruido
PRBS	Secuencia Binaria Pseudo – Aleatoria
RT / FT	Tiempo de Subida / Tiempo de Bajada
SAE – CDMA	Acceso Múltiple por División de Código por Codificación de Amplitud Espectral
SAW	Onda Acústica Superficial
SCM / SCMA	Multicanalización por Subportadora / Acceso Múltiple por Subportadora
SLA	Amplificador de Láser Semiconductor
SMD	Dispositivo de Montaje Superficial
SMF	Fibra Óptica Monomodo
SMT	Tecnología de Montaje Superficial
SS	Espectro Disperso
TDM / TDMA	Multicanalización por División de Tiempo / Acceso Múltiple por División de Tiempo
TF	Filtro Transversal
VNA	Analizador de Redes Vectoriales
WAN	Red de Área Amplia
WDM / WDMA	Multicanalización por División de Longitud de Onda / Acceso Múltiple por División de longitud de Onda

RESUMEN

En la actualidad, las redes LAN emplean OCDMA (CDMA óptico) como una técnica prometedora para satisfacer la demanda de servicios de telecomunicaciones a altas velocidades de transmisión. Sin embargo, OCDMA de procesamiento óptico de señales resulta ser una alternativa costosa. La presente tesis se centra en el desarrollo del procesamiento electrónico de señales como una alternativa costo – efectiva, y que sea aplicable al esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral (SAE – CDMA), el cual puede mejorar el rendimiento de la decodificación en presencia de interferencia de acceso múltiple.

El presente trabajo de tesis se enfoca en el diseño e implementación de un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida que explore la mayor cantidad de grados de libertad, es decir, sea configurado con ganancias de *tap* y retardos diferenciales desiguales, el cual no ha sido reportado anteriormente en la literatura. El filtro transversal presenta la estructura de doble línea de drenador, conformada por una línea de compuerta común (G) como entrada y dos líneas de drenador (D) como salidas, cuyo modo de propagación diferencial permite generar señales codificadas de amplitud y signo variables.

Como parte del estudio, se verifica la utilización de los filtros distribuidos para procesar pulsos de corta duración. Se configura el filtro con ganancias y retardos diferenciales iguales que procesa secuencias recíprocas bipolares que, al realizar las funciones de correlación aperiódica y periódica, obtiene una respuesta casi impulsiva de cero interferencias entre pulsos, es decir, cumple con el requisito de interferencia entre símbolos (ISI) nula.

Dentro del objetivo principal, el filtro analógico se configura con ganancias de *tap* y retardos diferenciales desiguales para sintetizar la respuesta al pulso como

una señal temporal codificada en fase. Este trabajo presenta un método de diseño de filtros transversales que permite controlar la interferencia entre pulsos de una secuencia, y que son de interés para el desarrollo de una nueva técnica de modulación de código CDMA. Al considerar el par codificador / decodificador de SAE – CDMA se confirma la versatilidad del filtro propuesto para efectuar correctamente el proceso de correlación impulsiva.

Se demuestra la viabilidad de implementar el filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida en tecnología de circuitos integrados monolíticos (MIC) y con componentes comerciales activos y pasivos de montaje superficial (SMD). El filtro transversal propuesto se diseña para un número máximo de 8 *taps* y, como prueba de concepto, opera a bajas velocidades ($f_{c,3dB} \approx 240 \text{ MHz}$).

Se emplean técnicas de diseño de circuitos asistido por computadora. Se hace uso extensivo de simulación en el régimen del tiempo y las respuestas del filtro activo se obtienen mediante la técnica de Balance Armónico (HB) en AWR. Se desarrollan vehículos de prueba y se miden con el analizador de redes (VNA).

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, diferentes técnicas de acceso múltiple son ampliamente utilizadas en varios sistemas de telecomunicaciones, ya sea en sistemas inalámbricos como en sistemas guiados. En específico, las redes de área local (LAN) emplean la técnica de acceso múltiple por división de código en entorno óptico (OCDMA) que provee multicanalización de usuario. Esta técnica es atractiva por el método de codificación y decodificación de la información. Esta posee ventajas como operación asíncrona en la red, mayor seguridad para la información, eficiencia espectral debido al acceso múltiple por usuarios ortogonales, control descentralizado y fácil administración de red, entre otras [1]. OCDMA refiere a la fibra óptica como el medio de transmisión capaz de satisfacer la demanda de servicios en la red debido a sus ventajas de gran ancho de banda, bajas pérdidas de transmisión, bajo costo, aislamiento electromagnético, entre otras [1] [2].

El trabajo que presenta esta tesis, al igual que otras propuestas y demostraciones experimentales como en [3] y [4], tiene aplicación en la técnica FTTH. En esta técnica el transporte de datos se realiza por fibra óptica desde la oficina central (transmisor) hasta la unidad de red óptica (ONU) dentro de la casa de cada usuario final (receptor) [5].

La figura 1.1 ilustra la topología de una red LAN OCDMA convencional; los transmisores forman parte de una oficina central al compartir una sola longitud de onda. Los receptores conforman un *cluster* de usuarios finales ya que comparten la misma longitud de onda.

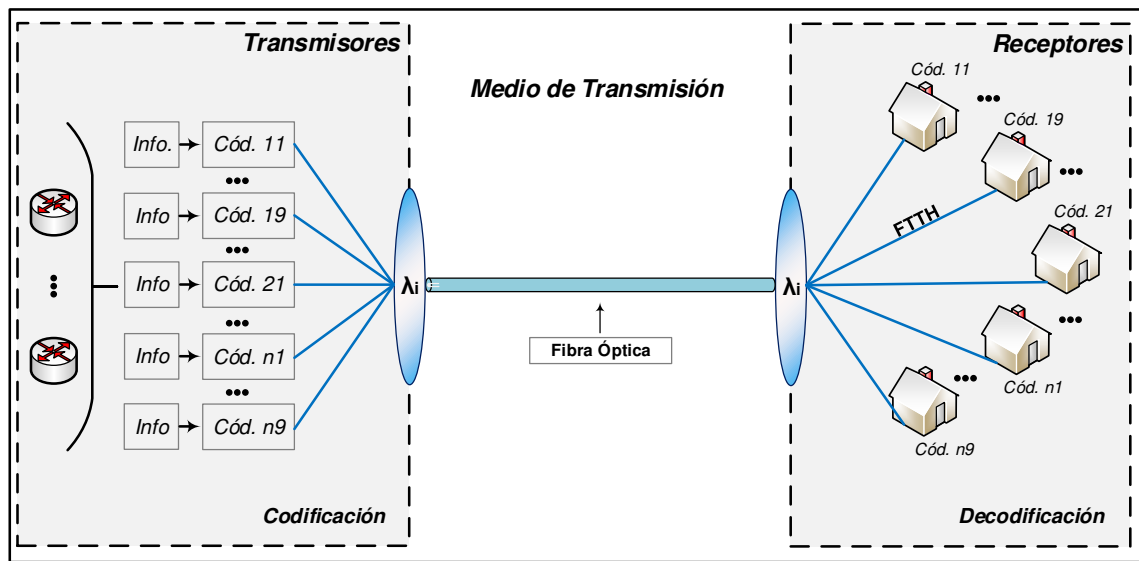


Figura 1.1: Topología de red LAN OCDMA.

En referencia a la figura 1.1, en la oficina central se concentran fuentes de información digital las cuales se codifican ópticamente al asignar un código óptico único de alta velocidad para transmisión de información. Este código corresponde a la dirección del receptor, como se observa en la figura 1.1. Las respuestas ópticas se combinan y se transmiten por el medio para ser difundidas hacia todos los nodos receptores. En cada nodo receptor se emplea un filtro correlador en el cual se programa su código único de dirección. Las propiedades de correlación de los códigos ópticos permiten que el receptor decodifique la información del usuario intencional mientras se minimiza la interferencia de acceso múltiple (MAI).

Esta tesis se enfoca en el procesamiento electrónico de códigos basado en filtros transversales distribuidos que se pueden diseñar para trabajar a muy altas velocidades de operación, siendo un método alternativo al procesamiento óptico. Por lo tanto, puede ser empleado en esquemas OCDMA. Usando el concepto de red LAN de alta velocidad, se explora el desarrollo de un filtro transversal que, dentro del procesamiento electrónico de señales, permita ser una alternativa costo – efectiva. El desarrollo de nuevos esquemas CDMA para hacer más eficaz el rendimiento de las redes ópticas es un reto significativo. En esta tesis se

explora, por primera vez, un desarrollo experimental para validar un nuevo método de diseño de filtro que permita mejorar la detección de usuario, con un alto rechazo a la interferencia de usuarios. Por lo que respecta al filtro transversal, se presenta como parte funcional de un esquema avanzado que permite realizar codificación espectral.

1.1 Antecedentes

A mediados de los años 80's se reportan experimentos de procesamiento óptico de códigos [2]. Aprovechando las ventajas de la fibra óptica, las investigaciones se centran en el procesamiento óptico de señales mediante líneas de retardo por fibra óptica (OFDL) [2], cuyas aplicaciones de interés son la generación de códigos, los procesos de convolución y correlación, entre otras [2]. A finales de los 80's, en [6] y [7] se contempla el procesamiento óptico de códigos para redes OCDMA debido al uso de líneas OFDL, empleando filtros ópticos correladores en la decodificación. Ambos trabajos, [6] y [7], hacen referencia a un sistema OCDMA no coherente [1] [8] en donde los códigos ópticos se conforman de pulsos unipolares (1, 0). El elemento de señalización (*chip*) '1' se representa con la presencia de luz y el *chip* '0' se representa con la ausencia de luz, esto para la codificación y correlación óptica.

Las investigaciones realizadas en los años 80 y principios de los años 90 no consideran el procesamiento electrónico para redes CDMA debido a que el procesamiento electrónico basado en tecnologías como CTD (*Charge Transfer Device*) [9] y SAW (*Surface Acoustic Wave*) [10] se limitan a anchos de banda de unos cientos de MHz. El ancho de banda en los filtros acoplados CTD se limita a unas decenas de MHz [11] mientras que en el diseño de filtros SAW las frecuencias centrales se limitan a unos cientos de MHz [12]. Por otro lado, las tecnologías de dispositivos activos y el desarrollo de líneas de transmisión de longitudes submilimétricas eran un campo de investigación en crecimiento que no fue considerado para su aplicación en CDMA hasta [13] y [14].

A raíz del crecimiento en las demandas de servicios en redes LAN, las implementaciones de nuevas generaciones de redes de acceso ópticas CDMA

(NG – PON) de alta velocidad (> 40 Gb/s) involucran altos costos de implementación y alto consumo de potencia por los dispositivos que realizan el procesamiento óptico de señales OCDMA [8]. Se acuña el término ECDMA (CDMA en entorno electrónico) para referirse a una red óptica cuyas etapas de codificación / decodificación se realizan a través de procesamiento electrónico [15]. El primer acercamiento al procesamiento electrónico en una red óptica se reporta en [9], donde se emplean códigos *pseudo-aleatorios* Gold de longitud 127 en su versión bipolar y filtros electrónicos CTD para la decodificación. Rosas Fernández, *et al.*, [15] demuestra el procesamiento electrónico en redes ópticas utilizando filtros fraccionales (ecualizadores), empleados para compensar dispersión en enlaces de alta velocidad de fibra óptica [16]. En dichos filtros se programan códigos *pseudo-aleatorios* Gold de longitud 7. Si bien se logra una alta velocidad de codificación (≈ 18 Gchip/s) se presenta un bajo rechazo a interferencia de acceso múltiple [15].

En ambos trabajos, [9] y [15], se presentan las propiedades de correlación de los códigos Gold [17] al utilizar esquemas CDMA de codificación temporal de Secuencia Directa [1]. En este esquema se tiene la desventaja que, conforme se aumenta la cantidad de usuarios en la red, la interferencia MAI aumenta debido a la *pseudo-ortogonalidad* de los códigos Gold utilizados.

Gracias al avance continuo de las tecnologías de dispositivos activos de microondas y del control de líneas de transmisión submilimétricas se comienza a utilizar circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC) económicos y de pequeña escala en sistemas CDMA capaces de alcanzar muy altas velocidades [13] [14].

En [13] se estudia por primera vez la analogía entre los circuitos generalizados de filtro transversal y de amplificación distribuida [18] para lograr el procesamiento electrónico de señales CDMA mediante filtros transversales distribuidos (DTF). Se logra el control de ganancias positivas y negativas que, aunado a tiempos de retardo constantes, es posible ajustar la respuesta al pulso del filtro a la versión bipolar de los códigos *pseudo-aleatorios* Gold de longitud 7. Se comprueba, vía simulación, el procesamiento electrónico de pulsos angostos

de decenas de picosegundos. En [14] se emplea un filtro DTF que procesa electrónicamente pulsos angostos cuya respuesta al pulso se ajusta a la representación unipolar de un código de longitud 9, obteniendo las funciones de correlación analógica de códigos unipolares.

Si bien en ambos trabajos, [13] y [14], se logran altas velocidades de codificación de 40 Gchip/s, los resultados muestran limitantes analógicas propias de los filtros DTF. Se encuentra que las respuestas no pueden presentar dos estados binarios debido a la limitante de ancho de banda y tiempo de subida (producto ancho de banda - tiempo de subida), por lo que se considera que la respuesta al pulso del filtro es, en realidad, una modulación de código analógica.

Por otro lado, la degradación del tiempo de subida y la atenuación en estas estructuras son los principales factores que limitan el número de *taps* del filtro. Por lo anterior, se ha encontrado que la cantidad de *taps* a diseñar en los filtros DTF se limita a 7 u 8 máximo [19] [20], significando que la longitud del código a programar en el filtro es corta.

1.2 Descripción Del Problema

A pesar de sus beneficios múltiples citados previamente, se ha encontrado que OCDMA con procesamiento óptico es una alternativa costosa tanto en lo económico como en el consumo de potencia [8] [21] e inclusive no compite favorablemente con otras alternativas de acceso múltiple como WDMA.

Por lo tanto, en la presente tesis se hace énfasis en el procesamiento electrónico de señales como una solución costo – efectiva a lo óptico, proponiendo el método de diseño para un filtro transversal distribuido que utilice el mayor número de grados de libertad y que sea aplicable a un nuevo esquema CDMA que mejore la decodificación de datos de los usuarios en presencia de interferencias.

La figura 1.2 presenta el par codificador / decodificador (correlador) de un sistema CDMA. El procesamiento electrónico de señales se estudia debido a las características de modulación de código analógica que presentan los filtros DTF.

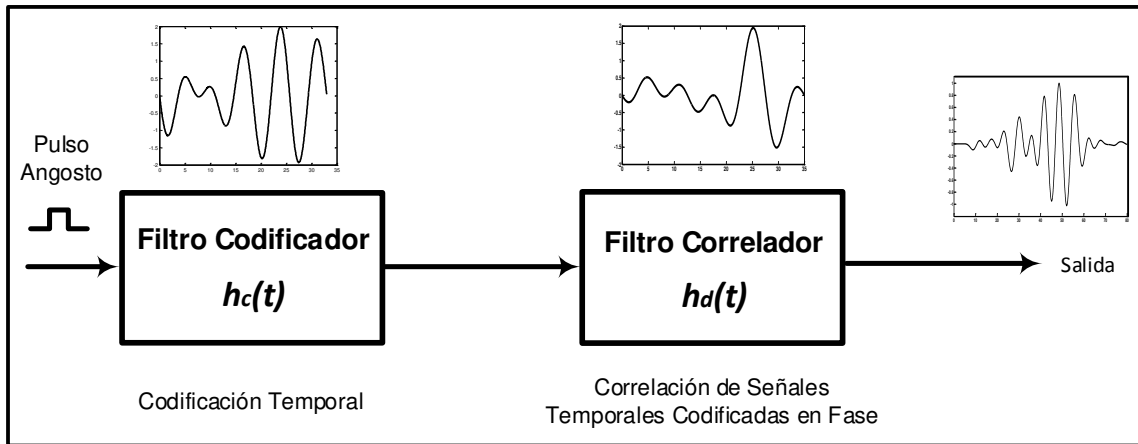


Figura 1.2: Par codificador / correlador de los sistemas CDMA.

Gracias al desarrollo de filtros en los que se considera la mayor cantidad de grados de libertad, en esta tesis se emplea un nuevo esquema de Codificación de Amplitud Espectral (SAE – CDMA) que permite el desarrollo experimental del presente trabajo. El desarrollo electrónico de SAE – CDMA, como se detalla en la tesis, se inspira en trabajos pioneros en el tema de codificación de amplitud espectral para redes ópticas, introducidos inicialmente por Kavehrad, M. y Zaccarin, D. [22]. En particular, estos esquemas tienen la ventaja de eliminar la interferencia de acceso múltiple.

1.3 Hipótesis

La hipótesis a contestar es la siguiente: “El filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida (filtro DTF) presenta la característica de modulación de código con la cual la respuesta al pulso del filtro logra aproximarse a una señal temporal codificada en fase y que, al diseñarse con una adecuada exactitud, realiza funciones de correlación impulsiva de señales temporales codificadas en fase.”

1.4 Metodología

La figura 1.3 presenta el esquema experimental para el desarrollo del filtro transversal distribuido.

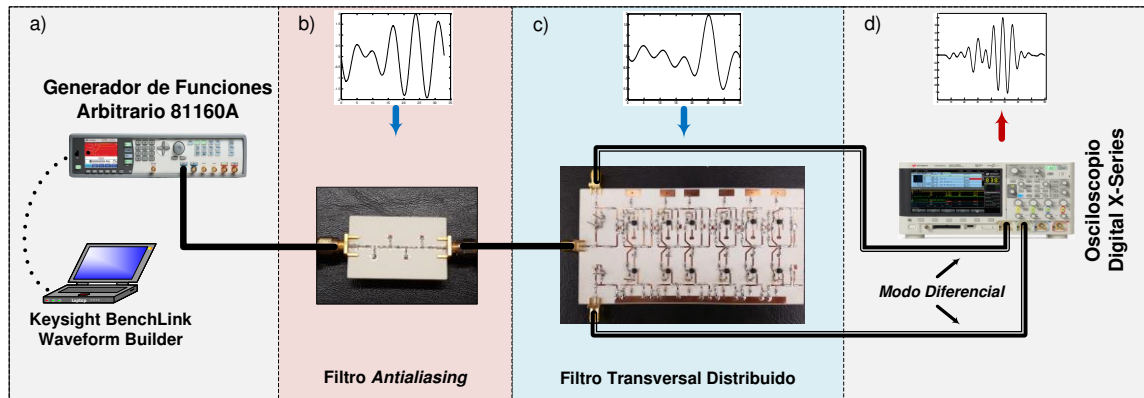


Figura 1.3: Esquema experimental del filtro DTF como correlador impulsivo.

Las señales temporales codificadas en fase son señales multinivel que pueden ser sintetizadas en filtros codificador / correlador y se relacionan, vía la transformada inversa de Fourier (IFT), a señales moduladas espectralmente. Las fases de M subbandas se ajustan a los elementos de un código *pseudo-aleatorio* (PN), tal como se detalla en el capítulo 3 de la presente tesis. Debido a que la respuesta temporal depende del código definido en amplitud y fase de las subbandas, las señales multinivel no pueden ser sintetizadas en un filtro transversal con los mismos parámetros (con ganancias de *tap* y retardos diferenciales). En su lugar se utiliza un Generador de Funciones Arbitrarias (*Pulse Function Arbitrary Noise Generator*) para crear de manera fácil y sencilla cualquier señal multinivel dentro del conjunto de señales pre-calculadas para la etapa de codificación. Con esta consideración se evita implementar varios prototipos de filtros DTF para probar las combinaciones de correlación entre codificador / correlador, algo que resultaría impráctico. La metodología a seguir en el esquema experimental es la siguiente:

- 1) En la etapa de codificación, las señales multinivel se obtienen por simulación en el software Matlab. Se calcula un número de muestras para que, al momento de utilizar un filtro *antialiasing* pasa bajas, la señal pueda cumplir con el teorema de Nyquist y sea recuperada a partir de sus muestras. En el software Matlab, las muestras se representan por pulsos triangulares de 1 y

2 ns en su tiempo de subida. Se consideran estos valores para cumplir con el ancho de banda del Generador de Funciones Arbitrarias ($BW \approx 330 \text{ MHz}$).

- 2) Las señales triangulares se importan al software AWR (*Applied Wave Research*). Estas señales son procesadas en el diseño de un filtro Butterworth (filtro *antialiasing*), donde se determina el tiempo de subida necesario para que los pulsos triangulares presenten buena correspondencia con las señales pre-calculadas en Matlab. La cantidad de muestras y los tiempos de subida y bajada determinan el tiempo de *span* del filtro, además, se determinan los parámetros de diseño para implementar el vehículo de prueba del filtro *antialiasing*.
- 3) El filtro *antialiasing* se implementa en tecnologías de circuitos integrados monolíticos (MIC) y de componentes de montaje superficial (SMD), considerando valores comerciales para los componentes L y C del filtro. Además, se utilizan conectores SMA.
- 4) Se utiliza el software Keysight BenchLink Waveform Builder para facilitar el manejo de los pulsos triangulares conformados en Matlab. El software se comunica vía conexión USB al Generador de Funciones Arbitrarias, habilitándolo para enviar los pulsos triangulares hacia el filtro *antialiasing*. El Generador de Funciones Arbitrarias se conecta al puerto de entrada del filtro y el Osciloscopio Digital se conecta al puerto de salida del filtro. En el osciloscopio se corrobora la generación de las señales multinivel, además, se verifica el tiempo de *span* de las señales obtenidas.
- 5) En la etapa de decodificación, con el fin de estudiar las etapas activas del filtro DTF, se considera el vehículo de prueba de un circuito amplificador de microondas. Por simulación temporal en AWR, se propone el diseño de un circuito amplificador de una etapa y se estudia la estabilidad de éste por el método de Círculos de Estabilidad. El vehículo de prueba se implementa en tecnologías MIC y SMD. Se obtiene el parámetro de ganancia del amplificador por simulación en AWR y por medición en el Analizador de Redes Vectoriales HP 8753E (VNA).

- 6) Con el fin de estudiar las respuestas transitorias de pulsos angostos y la interferencia entre pulsos se realiza simulación circuital en AWR de líneas de transmisión artificiales (ATL). Por simulación temporal se observan las características transitorias de los pulsos y por simulación frecuencial se obtienen los parámetros de dispersión de transmisión y reflexión.
- 7) Con el fin de estudiar la característica de linealidad de fase de las líneas ATL se consideran dos vehículos de prueba de líneas de transmisión artificiales con elementos resistivos. Uno de ellos acopla resistencias de $1\ \Omega$ mientras que el otro acopla resistencias de $7.5\ \Omega$. Se utiliza el VNA para medir las respuestas de fase y el retardo de grupo (GD) de ambos vehículos de prueba.
- 8) Con el fin de diseñar el filtro DTF, se considera una señal multinivel dentro del conjunto de señales pre-calculadas para la etapa de decodificación y se obtienen sus características analógicas de ganancias de *tap* y retardos diferenciales entre pulsos. Al explorar el mayor número de grados de libertad en el filtro, los tiempos de retardo diferenciales y las ganancias mantienen valores desiguales.
- 9) Conociendo el tiempo de *span* del filtro, obtenido en el paso 4, y que el filtro DTF se limita a 8 *taps* como máximo, se calculan el ancho de pulso, las frecuencias de corte y el tiempo de retardo por sección de las líneas ATL. Además, se calculan los parámetros de diseño L y C , cumpliendo con ser de valores comerciales que mantengan una impedancia característica de, aproximadamente, $50\ \Omega$.
- 10) Se utiliza el software AWR para diseñar el filtro DTF (filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida) con líneas de transmisión artificiales (una de compuerta y dos de drenador) y celdas activas, acoplando resistencias en derivación en la línea de compuerta que linealizan la fase de los pulsos transitorios. El diseño de filtro logra tiempos de retardo diferenciales y ganancias de *tap* desiguales, cumpliendo con las características analógicas obtenidas en el paso 8. El filtro DTF comprende etapas activas y pasivas por lo que se realiza la simulación en AWR por Balance Armónico (HB). Para evitar la distorsión no lineal en las etapas activas, se aplica al puerto de

entrada un pulso de amplitud del orden de mV y duración del orden de decenas de ns. Se ajustan los tiempos de retardo y ganancias para que la respuesta al pulso se aproxime a la señal temporal codificada en fase.

- 11) Con el fin de confirmar la correlación impulsiva en el filtro diseñado, se importan a AWR las señales multinivel obtenidas a la salida del filtro Butterworth, que corresponden a la recuperación de las muestras de una señal codificada. Por simulación temporal de Balance Armónico, se realiza la correlación impulsiva.
- 12) Se implementa el prototipo del filtro transversal distribuido en tecnologías de circuitos integrados monolíticos y de componentes pasivos y activos de montaje superficial. Se completa el esquema presentado en la figura 1.3. Las salidas del filtro se conectan a dos canales del osciloscopio digital para obtener su respuesta en modo diferencial y obtener la correlación impulsiva.

1.5 Objetivo

El objetivo de la tesis se centra en diseñar e implementar un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida que permita procesar electrónicamente pulsos de corta duración con el fin de procesar señales CDMA.

1.5.1 Objetivos Particulares

Objetivo 1: Comprender el esquema SAE – CDMA como un esquema alternativo para el procesamiento electrónico de señales CDMA, resaltando las ventajas respecto al esquema DS – CDMA.

Objetivo 2: Obtener parámetros de diseño para las líneas de transmisión artificiales y para las etapas activas (amplificadores), con el fin de desarrollar el filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.

Objetivo 3: Verificar el diseño del filtro transversal distribuido propuesto para procesar secuencias digitales bipolares, además de señales digitales de tres niveles. Se evalúa la característica de mínima interferencia entre símbolos (ISI) presente en los sistemas CDMA de Secuencia Directa. Se analiza la capacidad que tienen los filtros analógicos de manejar pulsos angostos.

Objetivo 4: Demostrar por simulación y experimentación que mediante el procesamiento electrónico se logra lo siguiente:

- Sintetizar señales temporales codificadas en fase.
- Realizar correlación de señales codificadas en fase, proceso compatible con el esquema de decodificación SAE – CDMA.

Objetivo 5: Comprender y utilizar las herramientas que los Laboratorios de Sistemas de Microondas y de Aeronáutica (ambos de la F.I.M.E.) ofrecen para la realización de esta tesis, tales como *Analizador de Redes*, *Generador de Señales*, *Osciloscopio Digital*, entre otros.

1.6 Organización de La Tesis

La presente tesis se conforma de 7 capítulos, iniciando con el capítulo 1 de introducción.

Capítulo 2: Este capítulo se enfoca en describir los principales métodos de multicanalización para redes LAN ópticas. Se detalla el principio de operación de cada uno presentando diversos esquemas de red. Se finaliza el capítulo presentando la clasificación de los sistemas CDMA, así como las formas de codificación, temporal y espectral.

Capítulo 3: Este capítulo presenta los distintos esquemas de redes OCDMA. Se presentan las investigaciones del procesamiento óptico y electrónico para las etapas de codificación / decodificación de las redes LAN OCDMA. Se estudian las propiedades de autocorrelación y correlación cruzada, por simulación, de un sistema CDMA suponiendo una transmisión bipolar de señales codificadas. Se introduce el nuevo esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral. Se describe la manera de representar a las señales temporales codificadas en fase.

Capítulo 4: Este capítulo detalla los conceptos fundamentales del filtro transversal distribuido. Se estudian los circuitos de amplificación distribuida (DA) y las líneas de transmisión artificiales (ATL). Se describe de manera concisa la analogía entre los esquemas de filtro transversal y circuitos de amplificación distribuida. Se presentan ecuaciones de diseño para el desarrollo del filtro y se

describen los modos de propagación del filtro propuesto. Se finaliza el capítulo detallando el principio de operación del filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.

Capítulo 5: Este capítulo se centra en la técnica de diseño y análisis de resultados del filtro transversal distribuido. Primero, se estudia la etapa activa del filtro con pruebas de estabilidad. Empleando conceptos de Identificación de Sistemas se conoce si el filtro diseñado presenta el suficiente ancho de banda para realizar funciones de correlación con la característica de interferencia entre símbolos nula. Después, se describe a detalle el principio de operación del nuevo esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral. Por antecedentes del esquema [23], se discuten los resultados respecto al rechazo a interferencia. Para SAE – CDMA se considera el par codificador / decodificador. Se obtiene el conjunto de señales multinivel de codificación en un Generador de Funciones Arbitrario y se presenta la metodología de diseño del filtro DTF actuando como correlador. Se finaliza el capítulo mostrando resultados de la respuesta al pulso del filtro correlador y de la respuesta de correlación impulsiva de señales codificadas en fase.

Capítulo 6: Este capítulo se centra en el desarrollo e implementación de vehículos de prueba que corroboran los conceptos presentados en los capítulos 4 y 5. Se utilizan laminados Duroid, tecnologías de microcinta, circuitos integrados monolíticos (MIC) y componentes de montaje superficial (SMD). Se finaliza el capítulo con la implementación del filtro transversal de doble línea de drenador (filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida). Se presentan mediciones en el analizador de redes HP8753E.

Capítulo 7: Este capítulo presenta las conclusiones del trabajo de tesis y algunas sugerencias de trabajo a futuro.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE MULTICANALIZACIÓN PARA REDES ÓPTICAS

En la actualidad, las redes de telecomunicaciones emplean la fibra óptica como el medio de transmisión idóneo para satisfacer la demanda de servicios, esto debido a sus ventajas atractivas tales como gran ancho de banda, aislamiento electromagnético, bajas pérdidas de transmisión y bajo costo, entre otras [1].

Las redes ópticas de alta velocidad basadas en fibra óptica utilizan las técnicas de multicanalización, las cuales agregan más capacidad de transmisión en la red [2]. Las técnicas de multicanalización más estudiadas, a la fecha, para redes ópticas son multicanalización por división de tiempo (TDM), por división de longitud de onda (WDM), por sub portadora (SCM) y por división de código (CDM).

El objetivo de este capítulo es estudiar las técnicas de multicanalización más comunes para redes LAN ópticas y servicios de última milla. Se ahonda en detalle para la técnica CDM, introduciendo distintos esquemas de acceso CDMA que proveen servicios de telecomunicaciones a usuarios múltiples en una red óptica. En particular, las redes CDMA de alta velocidad constituyen el tema central de la presente tesis.

2.1 Multicanalización por División de Tiempo

La técnica de multicanalización por división de tiempo (TDM) combina y transmite la información de múltiples terminales en un único enlace de alta velocidad [2]. Cada terminal transmite la información en formato de bits o paquetes de datos, como bloques de octetos, asignándoles ranuras (*slots*) de tiempo [2] [3]. Al emplear la multicanalización se crea una topología en donde cualquier usuario

puede utilizar los recursos de la red a través de un esquema de acceso múltiple. Cuando cada usuario transmite la información en una ranura de tiempo preestablecida se crea una red TDMA.

La figura 2.1 ilustra el esquema TDM que transmite la información de usuario en el formato de bits. En el transmisor, las terminales envían la información de usuario en forma de bits, cada uno ocupando un tiempo de bit T_B . La información de las tres terminales se multicanalizan por un interruptor electrónico, el cual realiza una adquisición secuencial de bits de las tres terminales a alta velocidad para transmitir la información en ranuras de tiempo pre asignadas. Se realiza la conversión eléctrico – óptica (E/O) de la información multicanalizada y viaja por el medio óptico de alta velocidad. En la recepción, la señal cambia de dominio con la conversión óptico – eléctrica (O/E) y se demulticanaliza por un interruptor electrónico de alta velocidad, el cual realiza la distribución de la información hacia cada nodo terminal. Debido a la utilización de interruptores electrónicos, a esta técnica se le conoce como ETDM (TDM en entorno electrónico) [4].

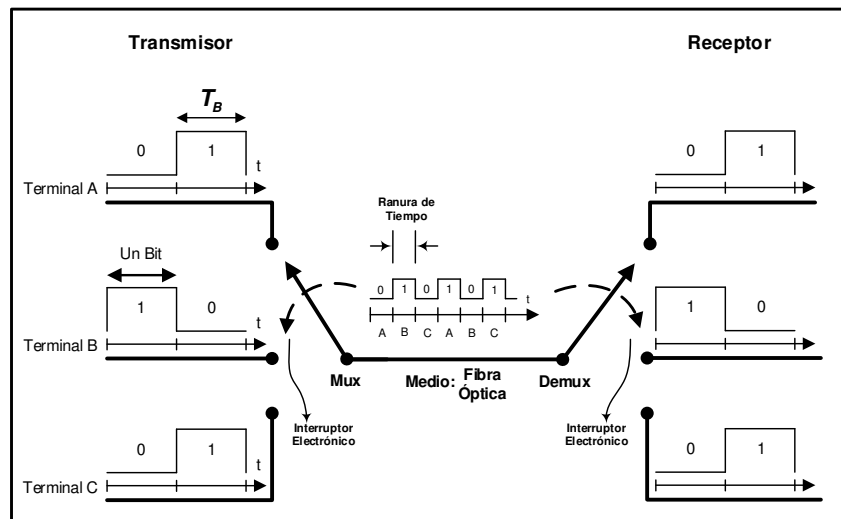


Figura 2.1: Esquema de multiplexación por división de tiempo.

En la multicanalización TDM en forma de paquetes de datos, las terminales en el transmisor envían la información de usuario en una trama. La dirección del receptor intencional se puede incluir en el encabezado de la trama [2] [3]. En

redes de alta velocidad, la multicanalización por paquetes es más recomendable que la multicanalización por bits debido a que en la composición de la trama se incluye un bit de tiempo de guarda que permite la sincronización de las terminales.

En últimos años, la tasa más alta de transmisión en sistemas comerciales de tecnología TDM es de 40 Gb/s [5]. Para impulsar la tecnología TDM a ir más allá de esta tasa de transmisión se han realizado investigaciones para lograr la multicanalización y demulticanalización en el dominio óptico, lo que se conoce como OTDM (TDM en entorno Óptico) [5]. Resultados experimentales han mostrado la viabilidad de multicanalizar varias tramas de información a velocidad de 10 Gb/s en una trama única de velocidad de 250 Gb/s. También, se ha logrado demulticanalizar la trama de alta velocidad de 250 Gb/s en los distintos canales de 10 Gb/s. Sin embargo, una implementación práctica no se ha logrado [5].

2.2 Multicanalización por División de Longitud de Onda

La técnica de multicanalización por división de longitud de onda (WDM) combina en la fibra óptica la información de terminales múltiples en la red. El ancho de banda disponible del medio óptico se divide en longitudes de onda, dentro de intervalos nanométricos. A cada terminal se le asigna una longitud de onda única (también llamada portadora óptica) habilitando la transmisión simultánea de la información en la red [2] [5]. Al emplear la multicanalización se crea una topología en donde cualquier usuario puede utilizar los recursos de la red a través de un esquema de acceso múltiple. Cuando los usuarios transmiten su información en distintas longitudes de onda se crea una red WDMA.

En la figura 2.2 se presenta un esquema punto a punto, en donde se introduce el esquema de modulación de intensidad y detección directa (IM – DD) para sistemas WDMA [6]. Dentro de los enlaces punto a punto más importantes se encuentra la conexión telefónica entre oficina central a oficina central, dentro un intervalo de distancias de unos cuantos kilómetros hasta miles de kilómetros.

En referencia a la figura 2.2, en la transmisión se emplea un diodo láser de retroalimentación distribuida (DFB) [6] para crear la portadora óptica. La fuente

de información modula en intensidad a la portadora óptica, representando el bit '1' con la presencia de luz y el bit '0' con la ausencia de luz. Se considera un enlace directo de fibra óptica entre ambas terminales. En la recepción, se tiene un filtro óptico sintonizable a la longitud de onda del equipo transmisor. Se emplea un fotodetector que detecta únicamente la potencia de la señal óptica mientras que la información de fase del campo incidente se ignora [6]. El fotodetector (fotodiodo) convierte la potencia óptica en corriente eléctrica. Finalmente, la información es enviada al equipo receptor. La dispersión es el problema principal conforme el enlace aumenta de distancia.

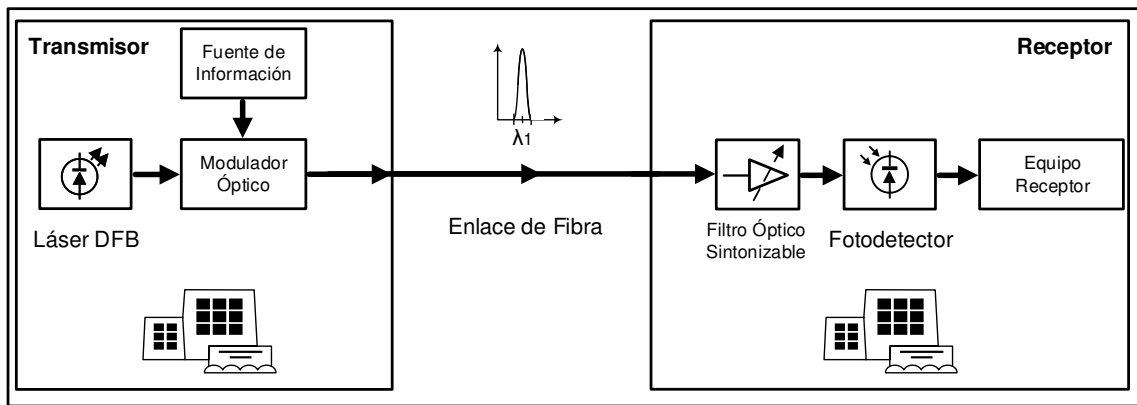


Figura 2.2: Enlace WDM punto a punto.

La figura 2.3 presenta un esquema WDM de varios equipos transmisores empleando el esquema IM – DD. Las portadoras ópticas son creadas por dispositivos láser sintonizados a longitudes de onda válidas dentro del ancho de banda de la fibra óptica. Las portadoras ópticas son moduladas por la información de los equipos transmisores y, posteriormente, se combinan en un solo canal de fibra óptica. Se definen frecuencias de guarda de unos cuantos nanómetros para evitar interferencias entre las longitudes de onda dentro del medio óptico. A la salida del demultiplexor, se utilizan filtros ópticos sintonizables a una longitud de onda específica del nodo transmisor. Se emplean fotodetectores que detectan la potencia óptica y la convierten a corriente eléctrica. Finalmente, la información se envía al equipo receptor.

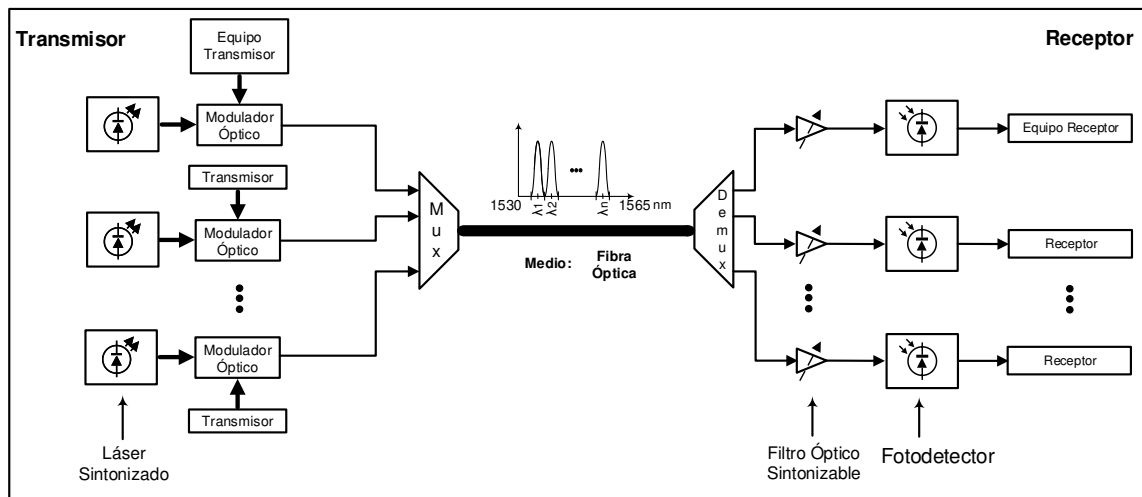


Figura 2.3: Esquema de acceso múltiple por división de longitud de onda.

Para realizar la multicanalización y demulticanalización se utilizan dispositivos ópticos pasivos como rejillas de Bragg, arreglo de rejillas, filtros de película delgada, entre otros.

La técnica WDM ha sido ampliamente utilizada en redes ópticas para aprovechar el gran ancho de banda que la fibra óptica ofrece [6]. De tal manera, se plantean dos arquitecturas básicas [7] [8], red *Broadcast and Select* y red *Wavelength Routing*. La figura 2.4 muestra ambas arquitecturas.

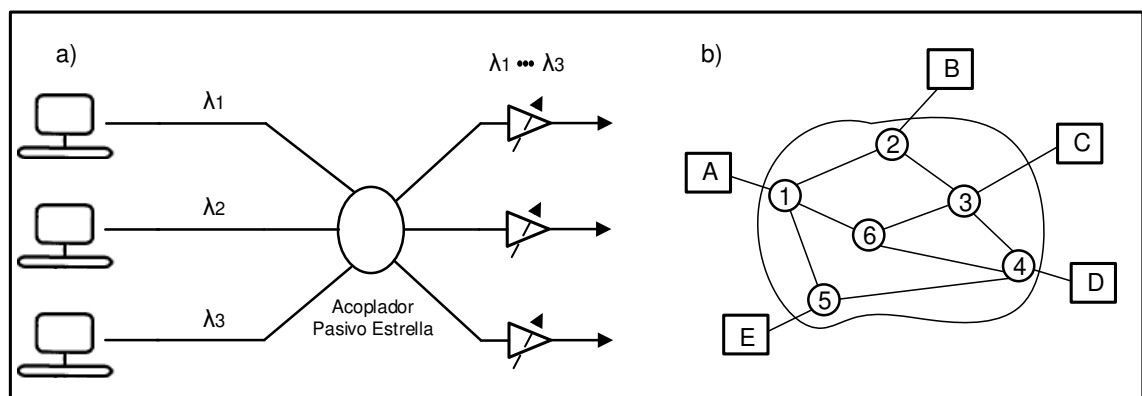


Figura 2.4: Red WDM a) Broadcast and Select y b) Wavelength Routing.

La arquitectura *Broadcast and Select* presentada en la figura 2.4.b es una red óptica en la cual la información de cada estación modula a cada portadora óptica. Las portadoras moduladas se combinan en una topología de acoplador estrella. La información se difunde (*Broadcast*) a todos los nodos receptores. En cada nodo receptor se utiliza un filtro óptico que se ajusta y recibe en la longitud de onda deseada. Debido a que más de un receptor puede seleccionar la longitud de onda de un transmisor se dice que la red soporta servicios *multicast*.

La arquitectura *Wavelength Routing* presentada en la figura 2.4.c es utilizada en redes de área amplia (WAN). El proceso es crear un canal de comunicación óptico (*lightpath*) entre los nodos transmisor y receptor (denotados como A, B, C, D, E en la figura 2.4.b). Cada usuario (*end-user*) se conecta a la red mediante switches de red activos (denotados como 1, 2, 3, 4, 5, 6 en la figura 2.4.b) para enrutar la comunicación óptica hacia el nodo receptor. El nodo de destino se ajusta a la longitud de onda con la que se realiza la comunicación óptica.

En los tres esquemas de red WDMA, la potencia de la señal en el canal óptico se atenúa conforme la distancia del enlace aumenta. Para aumentar la potencia se utilizan amplificadores ópticos en ciertos puntos del enlace. Dentro de los amplificadores ópticos más utilizados se encuentran el amplificador de láser semiconductor (SLA) y el amplificador de fibra dopada con Erblio (EDFA) [6].

Debido a la evolución de los sistemas WDM, existen redes capaces de reducir la distancia entre longitudes de onda, 1 nm o menos, y se les conoce como redes WDM densas (DWDM) [2]. Sin embargo, existen múltiples factores inherentes al canal de fibra óptica que reducen el rendimiento de las redes WDM: dispersión en la fibra, ganancias no uniformes de EDFAs, diafonía de línea, entre otras [7].

2.3 Multicanalización por Sub Portadora

Otra técnica enfocada a redes de alta velocidad es la llamada multicanalización por sub portadora (SCM). Al emplear la multicanalización se crea una topología en donde cualquier usuario puede utilizar los recursos de la red a través de un esquema de acceso múltiple. Cuando los usuarios transmiten su información en distintas sub portadoras se crea una red SCMA.

Varias arquitecturas estudiadas demuestran la versatilidad de transmitir información analógica y digital utilizando la técnica SCM. El principio de operación es el siguiente [5], cada canal de información modula una portadora dedicada de radio frecuencia (RF), llamada sub portadora, que se encuentra dentro del intervalo de 10 MHz a 10 GHz. Las sub portadoras se combinan en un canal único y modulan en intensidad a la portadora óptica del transmisor (fuente de luz sintonizable).

Los sistemas de canal múltiple en SCM son aquellos en que varias sub portadoras se combinan para modular una portadora óptica. La figura 2.5 presenta el esquema SCMA de canal múltiple de alta velocidad analizado por Hui, R., *et al.*, en [9].

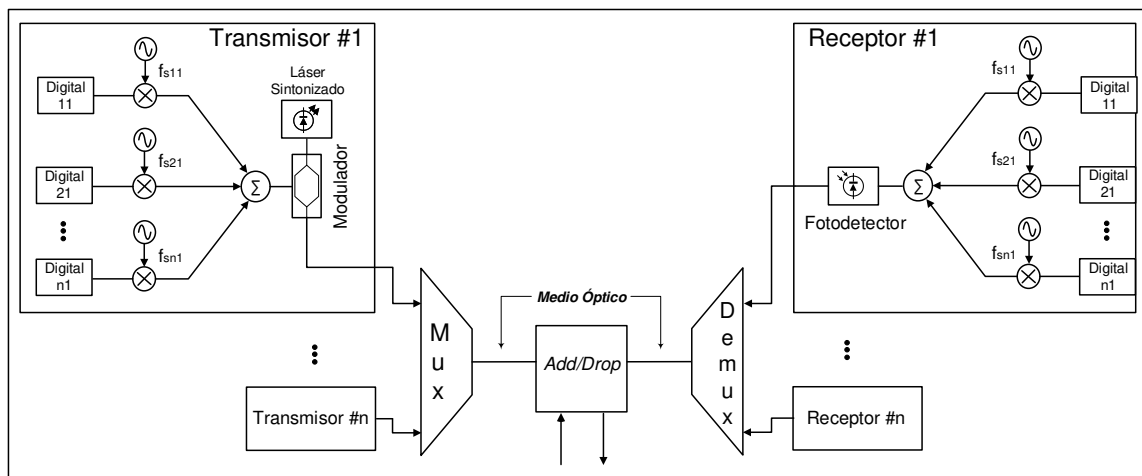


Figura 2.5: Esquema de acceso múltiple por multicanalización por sub portadora.

Para el transmisor #1, se emplean n señales digitales de alta velocidad y n sub portadoras en frecuencia. Las distintas sub portadoras son moduladas por las señales digitales de información. Las sub portadoras se combinan en frecuencia para modular a la portadora óptica. La portadora óptica es creada por una fuente de luz no coherente. El procedimiento anterior se realiza para todos los transmisores. Una vez realizada la modulación óptica, la información se multicanaliza ópticamente y viaja por la fibra óptica. En el receptor #1, el

demultiplexor separa cada señal óptica. Se utiliza un fotodetector para convertir las portadoras ópticas al dominio eléctrico. Se utiliza una detección coherente de RF para recuperar la señal digital en el nodo receptor. Las frecuencias de cada oscilador del receptor deben coincidir con las frecuencias de los osciladores en los transmisores. La función *add/drop* permite extraer un canal de longitud de onda, procesar fuera del medio óptico y añadir el canal procesado al medio óptico.

Las limitantes de esta técnica recaen en la generación de sub portadoras usando técnicas de microondas y el ancho de banda de la modulación láser [2]. Además, las longitudes de onda multicanalizadas en el canal óptico pueden no tener la separación nanométrica suficiente y crear interferencia.

Varias arquitecturas SCM han sido investigadas ampliamente, por ejemplo, el trabajo presentado en [9] (ver figura 2.5) propone una red SCMA de canal múltiple trabajando a 10 Gb/s, empleando 4 tramas de información a una razón de 2.5 Gb/s. Estudia el efecto de diafonía en el canal óptico.

2.4 Multicanalización por División de Código

La técnica de multicanalización por división de código (CDM) combina la transmisión de señales codificadas de varias terminales sobre un mismo medio de transmisión. Se crean varios canales multicanalizados al asignarles a los usuarios un código único [1]. Una variante de CDM es la empleada en el dominio óptico conocida como OCDM, multicanalización por división de código en entorno óptico [1] [4]. OCDM presenta el mismo principio de operación que CDM con la diferencia que utiliza códigos ópticos para diferenciar cada canal de información, estos códigos son apropiados para la transmisión no coherente sobre el medio de transmisión (fibra óptica). Al emplear la multicanalización se crea una topología en donde cualquier usuario puede utilizar los recursos de la red a través de un esquema de acceso múltiple. Cuando los usuarios transmiten su información por distintos códigos ópticos se crea una red OCDMA. El resto del capítulo hace referencia a CDM / CDMA óptico.

Dentro de OCDMA se definen los términos de usuario intencional e interferente [1]. El usuario intencional es aquel al que se le permite entablar comunicación con el nodo receptor. Cada usuario utiliza un código único en la codificación y el mismo código se utiliza en la decodificación para realizar funciones de correlación y ser identificado como intencional. Si otro usuario en la misma red transmite información al mismo nodo receptor, pero con un código distinto, se producirá interferencia de acceso múltiple (MAI).

La figura 2.6 ilustra el esquema de una red OCDMA utilizando el esquema no coherente IM – DD [1].

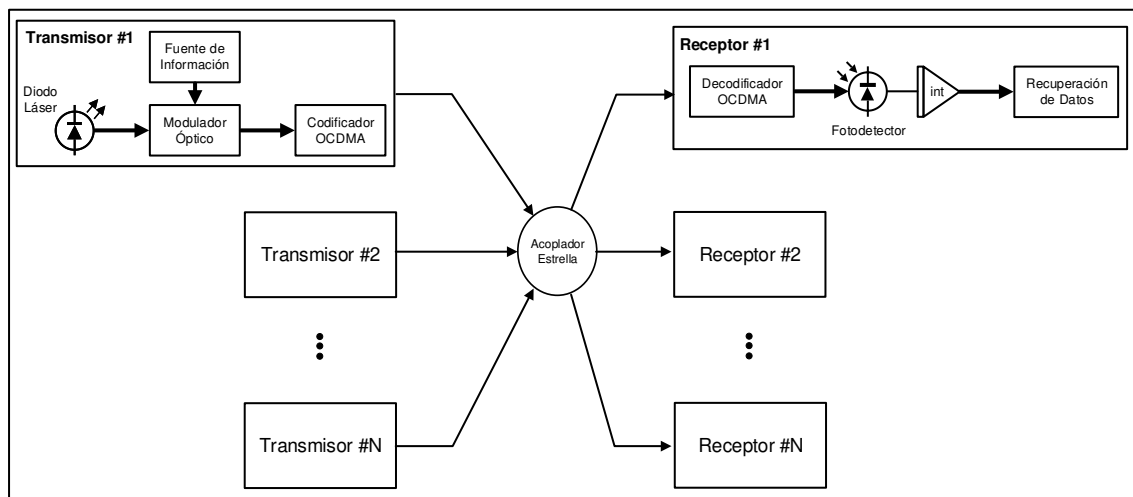


Figura 2.6: Esquema de acceso múltiple por división de código, entorno óptico.

En el transmisor #1 se utiliza un diodo láser que crea una portadora óptica, la cual es modulada por la información digital de usuario (1, 0). Posteriormente, esta señal es codificada ópticamente mediante un codificador que multiplica cada bit unipolar con un código óptico de alta velocidad. El transmisor emplea el código óptico que representa a la dirección del nodo receptor intencional. Las respuestas codificadas son combinadas en un acoplador estrella, el cual difunde (*broadcast*) la información de todos los usuarios en la red hacia los nodos receptores. En el receptor #1, la etapa de decodificación utiliza un filtro acoplado (*matched filter*) que se programa con el código óptico representando la dirección del nodo

intencional. Se realiza la función de correlación, si los códigos utilizados en la codificación y en el filtro acoplado coinciden se produce la autocorrelación, si los códigos no coinciden se realiza la correlación cruzada. En seguida, el fotodetector detecta la potencia del pulso correlacionado y la convierte en corriente eléctrica. Finalmente, se envía a un elemento integrador que extrae la amplitud máxima de correlación.

2.4.1 Clasificación de Los Sistemas OCDMA

Los sistemas OCDMA se clasifican en redes asíncronas y síncronas [1] [2] [4]. Los sistemas OCDMA síncronos son redes donde se transmite la información de usuario en tiempos preestablecidos [1] [4]. Estos sistemas síncronos soportan una gran cantidad de canales múltiples en la red, incrementando la eficiencia del medio de transmisión [10]. Se emplean señales externas a la red para realizar la sincronización de usuarios múltiples [2]. Por otro lado, los sistemas OCDMA pueden transmitir información de manera asíncrona, es decir, los usuarios envían la señal de información en cualquier tiempo sin la necesidad de temporización externa [2] [4]. Las redes asíncronas no involucran control centralizado [4].

Al igual que en el esquema WDMA presentado anteriormente, los esquemas OCDMA no coherentes se basan en el esquema de modulación de intensidad y detección directa (IM – DD) [1] [2] [4]. Estos sistemas utilizan fuentes de luz no coherentes con espectro de emisión de banda ancha, como los diodos emisores de luz (LED) [1] [4]. Se utiliza la técnica de encendido – apagado (OOK) para transmitir señales codificadas unipolares (1, 0), representando el *chip* ‘1’ con presencia de luz y el *chip* ‘0’ con la ausencia de luz [1] [4]. La etapa de decodificación se basa en fotodetectores, los cuales detectan únicamente la potencia de la señal óptica, despreciando las fases del campo incidente [1] [4]. El esquema presentado en la figura 2.6 ejemplifica a un sistema OCDMA no coherente.

Debido a la operación de los sistemas OCDMA no coherentes se presentan desventajas como utilizar códigos únicos de corta longitud, baja potencia para detección y bajo rendimiento por la respuesta de correlación, entre otras [1] [4].

2.4.2 OCDMA de Codificación Temporal

Los sistemas CDMA inalámbricos se basan en la técnica de espectro disperso (SS), específicamente en la técnica de Secuencia Directa (DS) [11]. Por Secuencia Directa, la señal de información se codifica debido a un código *pseudo-aleatorio*, también llamado *pseudo-ruido* (PN), cuyos elementos de señalización, *chips*, presentan una razón de transmisión (T_c) mucho mayor que la razón de transmisión presentada por cada bit de información (T_b), es decir, $T_c \gg T_b$. Los códigos PN más utilizados en Secuencia Directa son códigos Gold y de máxima longitud, secuencias $-m$. La cantidad de usuarios en la red CDMA depende de la longitud del código PN.

Para describir la codificación temporal en OCDMA, la figura 2.7 ilustra un esquema OCDMA no coherente [4].

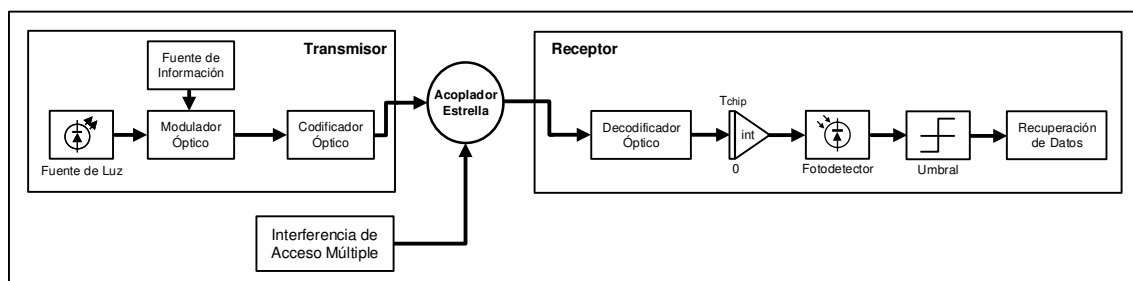


Figura 2.7: Esquema OCDMA no coherente básico.

En el transmisor, se generan pulsos ópticos por una fuente de luz los cuales son modulados por una señal digital de información, con una razón de transmisión T_b . Estos pulsos se codifican con un código óptico, cuyos elementos de señalización presentan una razón de transmisión T_c , correspondiente a la dirección del receptor intencional. La señal codificada se combina con el resto de señales ópticas y se envía a un acoplador estrella, el cual permite difundir esta información para todos los nodos receptores en la red. En cada nodo receptor se emplea un filtro óptico en el cual se programa su código de dirección, produciendo una respuesta de autocorrelación cuando los códigos del transmisor y receptor coincidan. Si los códigos de transmisión y recepción no coinciden se produce una

respuesta de correlación cruzada. La salida del decodificador se delimita (*time – gated*) a un tiempo de chip, T_c . La potencia se detecta por un fotodetector y pasa por un nivel de umbral en el dominio eléctrico. Finalmente, se recupera el dato codificado

2.4.3 OCDMA de Codificación Espectral

Otra manera de codificar en OCDMA es espectralmente. La técnica de codificación espectral ha sido estudiada para sistemas OCDMA no coherentes [12] en donde los usuarios en la red utilizan códigos ortogonales logrando cancelar por completo las interferencias de acceso múltiple a la salida del correlador [12].

Tradicionalmente, la interferencia de acceso múltiple (MAI) se presenta en los sistemas temporales debido a la *pseudo-ortogonalidad* de los códigos, es decir, no son perfectamente ortogonales entre sí [1], como se aborda en el siguiente capítulo. Por otro lado, en los sistemas de codificación espectral, la interferencia MAI se puede eliminar completamente si se emplean códigos perfectamente ortogonales. Sin embargo, hay ocasiones donde las fuentes de luz presentan imperfecciones o la potencia de las subbandas es distinta si la fuente óptica presenta variaciones espectrales provocando que las subbandas en la etapa de decodificación no se encuentren perfectamente alineadas en frecuencia. Lo anterior da lugar a interferencia de usuario múltiple (MUI) [1].

La figura 2.8 presenta un esquema OCDMA no coherente de codificación de amplitud espectral [12].

En referencia a la figura 2.8, se emplea una fuente de luz (LED) la cual es modulada por la información de usuario. Los pulsos modulados se envían a un espejo que refleja los pulsos a una rejilla. La primera rejilla descompone espacialmente las componentes espectrales de la señal óptica modulada. Se utiliza una máscara de patrón espaciado que modifica en amplitud y/o fase las componentes espectrales de la señal modulada. De esta forma se realiza el proceso de codificación. Las componentes espectrales se acomodan por la segunda lente y la señal codificada es enviada a la segunda rejilla. Esta rejilla

envía la señal como un solo haz de luz hacia un acoplador estrella, el cual combina todas las señales ópticas codificadas en la red.

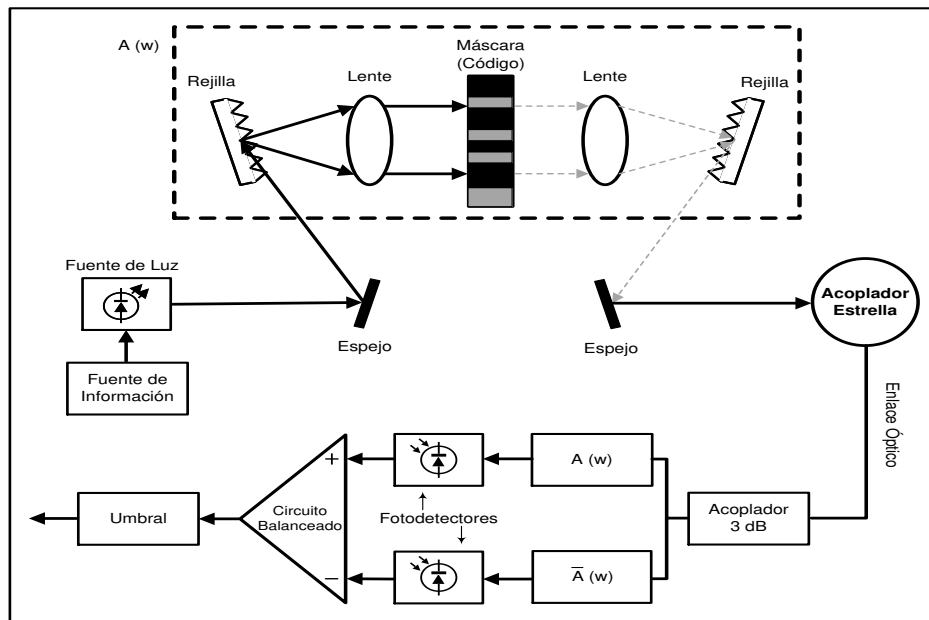


Figura 2.8: Esquema OCDMA de codificación de amplitud espectral.

En la etapa de decodificación, se realiza la diferencia de las respuestas de correlación en una configuración balanceada, obteniendo el rechazo de interferencia de acceso múltiple. La señal óptica se divide en un factor de 3 dB y se distribuye hacia dos filtros, en el filtro superior se emplea la máscara de patrón espaciado, $A(w)$, utilizada en la etapa de codificación mientras que el filtro del brazo inferior utiliza el complemento de la máscara de patrón espaciado, $\bar{A}(w)$. Las respuestas de ambos brazos son detectadas por cada fotodetector, las señales de corriente entran al circuito balanceado para obtener la diferencia la potencia de las señales detectadas. Finalmente, el nivel de umbral permite recuperar la señal de información del usuario. Se sugiere mantener fijas las máscaras de patrón espaciado espectralmente en la recepción mientras que la máscara de patrón en la transmisión es diferente para cada usuario [12].

Si los códigos utilizados por el codificador y el filtro decodificador superior coinciden, se realiza la función de autocorrelación. Cuando los códigos utilizados no coinciden se efectúa el proceso de correlación cruzada.

Kavehrad, M., y Zaccarin, D., [12] analizan y sugieren ciertos códigos ortogonales, entre unipolares y bipolares, que permiten cancelar por completo la interferencia de acceso múltiple.

CAPÍTULO 3

ESQUEMAS CDMA PARA REDES ÓPTICAS

A mediados de los años 80's, grupos de investigación como los de la Universidad de Columbia [1] y de Bell Communications [2] se enfocan al estudio de los sistemas OCDMA en lo referente al análisis y experimentación de las etapas de codificación y decodificación con procesamiento óptico.

En 1985 Tamura S., *et al.*, [3] explora el procesamiento electrónico en redes ópticas al utilizar filtros eléctricos acoplados (*electrical matched filters*). Posteriormente, a finales de los años 2000, el grupo de investigación de la Universidad de Cambridge [4] evalúa el procesamiento electrónico de las etapas de codificación y decodificación como solución alterna al procesamiento óptico. El procesamiento electrónico se basa en esquemas de codificación temporal de Secuencia Directa (DS – CDMA) [3] [4].

En los últimos años las investigaciones se han centrado en el esquema CDMA de Codificación de Amplitud Espectral propuesto por Kavehrad, M., y Zaccarin, D., en el año 1995 [5]. Este esquema se basa en una técnica avanzada de acceso múltiple que permite cancelar por completo las interferencias de acceso múltiple (MAI). En este capítulo se analiza una técnica de acceso múltiple de procesamiento electrónico de códigos cuyo desarrollo experimental corresponde al tema central de la presente tesis. La propuesta de este nuevo esquema y las principales bases experimentales se han publicado en diversos trabajos, [6] y [7], en donde se aprovechan las características de modulación de código de los filtros transversales distribuidos (DTF's).

El objetivo de este capítulo es estudiar y comprender los trabajos principales respecto al procesamiento óptico en redes OCDMA. A continuación, se estudian los trabajos principales respecto al procesamiento electrónico en redes OCDMA de Secuencia Directa. Se presentan las características de autocorrelación y correlación cruzada de códigos Gold al simular etapas de codificación y decodificación. Finalmente, se introduce el esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral, el cual procesa señales temporales de codificación de fase.

3.1 Procesamiento Óptico de Códigos en Redes Ópticas

A finales de los años 70's e inicios de los años 80's, varias investigaciones se centran en el procesamiento óptico de señales mediante líneas de retardo por fibra óptica [8] [9], pensando en aplicaciones de correlación, convolución, generación de códigos entre otras. Marom, E., [8] sugiere una estructura de codificador y decodificador basado en la configuración de dos fibras ópticas multimodo (MMF) acopladas que forman las líneas de retardo. Por otro lado, Jackson, K., *et al.*, [9] destaca las ventajas de la fibra óptica monomodo (SMF) al proponer el estudio de procesamiento óptico de señales debido a líneas de retardo por fibra óptica. Dentro de las ventajas de la fibra óptica SMF, se logra la transmisión de señales moduladas con bajas pérdidas en transmisión (< 0.5 dB) en anchos de banda de hasta 100 GHz a una distancia de 1 km, además, se logran bajas pérdidas por dispersión [9]. La figura 3.1 ilustra la estructura de línea de retardo en derivación (*tapped delay line*).

En referencia a la figura 3.1, la línea de retardo se conforma de N taps distribuidos a lo largo de la fibra óptica. Cuando se aplica un pulso óptico, éste se propaga por la fibra óptica y se deriva cada tiempo τ . Cada respuesta se multiplica por un factor de peso W . Finalmente, cada versión retardada del pulso se combina de manera no coherente. Los mecanismos de derivación estudiados por Jackson introducen pérdidas por cada *tap* en la línea de retardo por lo que el peso W de cada *tap* debe normalizar el nivel de potencia del pulso.

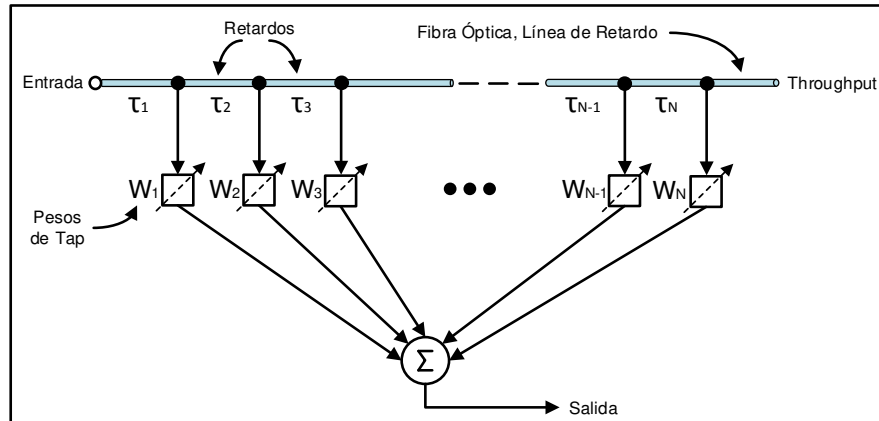


Figura 3.1: Estructura básica de línea retardo por fibra óptica.

Posteriormente, varios grupos de investigación estudian las etapas de codificación y decodificación de las redes OCDMA no coherentes utilizando procesamiento óptico [1] [2]. Prucnal, P., *et al.*, [1] contempla el desarrollo del grupo de Jackson y emplea el procesamiento óptico de códigos en una red LAN OCDMA no coherente. La información de usuario se transmite al modular la amplitud de un pulso de corta duración del orden del tiempo de retardo en la estructura presentada en la figura 3.1. Prucnal, *et al.*, crea una versión de código unipolar de longitud 32, con el cual se obtiene mejores resultados de autocorrelación y correlación cruzada en comparación de lo reportado con códigos Gold en su versión unipolar (1, 0). Por cada bit '1' de usuario se envía la secuencia creada de código unipolar mientras que por cada bit '0' no se envía nada. Este esquema permite velocidades de 3.125 Mb/s y 100 Mchip/s.

Años más tarde, Salehi, J., [2] argumenta que al utilizar una red óptica cuyo procesamiento se realiza por conversión óptico/eléctrica y eléctrico/óptica se reducen las velocidades de transmisión que pudieran obtenerse a través del ancho de banda utilizable de la fibra óptica [2]. Vale la pena mencionar que a finales de los 80's el desarrollo de la electrónica avanzaba lentamente, las tecnologías de dispositivos activos y el desarrollo de líneas de transmisión de longitudes submilimétricas para procesar señales de alta velocidad eran un campo de investigación en crecimiento.

Salehi presenta un esquema OCDMA de procesamiento óptico de código y emplea la propiedad del gran ancho de banda de las fibras ópticas SMF [2]. La figura 3.2 ilustra el esquema de N transmisores y receptores en configuración de acoplador estrella.

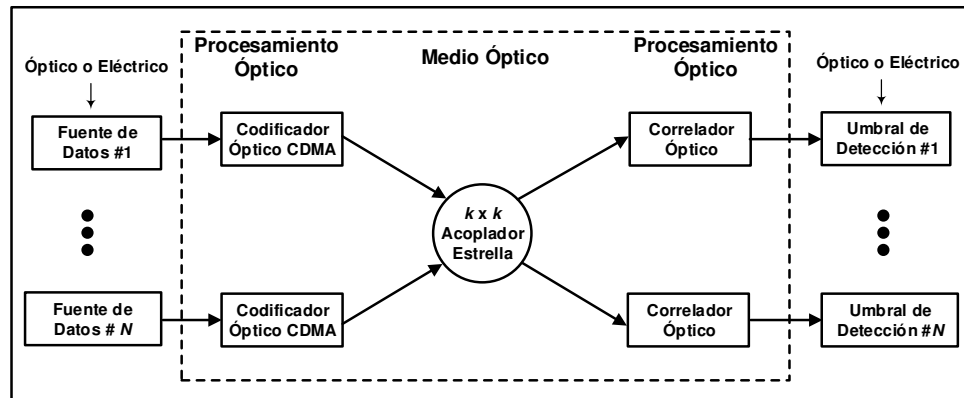


Figura 3.2: Esquema OCDMA por fibra óptica.

La señal de información puede ser de naturaleza óptica o eléctrica. El codificador óptico es tal que realiza un mapeo de bits de la fuente de información a una secuencia de pulsos ópticos de alta velocidad, empleando Códigos Ortogonales Ópticos [2]. Considera códigos de longitud 32 y utiliza la fibra óptica como medio de transmisión. En la recepción, se emplea un correlador óptico [8] modelado por líneas de retardo por fibra óptica. Los *taps* se ajustan a la versión inversa en tiempo del código del transmisor para realizar la función de autocorrelación. Finalmente, la potencia de los pulsos correlacionados entra a una etapa de fotodetección y, en seguida, a una etapa de detección electrónica de umbral para un proceso de recuperación de información.

En la etapa de codificación para sistemas ópticos no coherentes, a cada usuario se le asigna un código unipolar (1, 0) de longitud n , cuyos elementos de código se denominan *chips*. En la etapa de decodificación, se utilizan filtros ópticos correladores en los cuales los pesos de los *taps* se ajustan a la versión inversa en tiempo del código unipolar del transmisor. Para la detección de usuario

[1] [10], se requiere la detección de potencia de la señal al producir un pico de autocorrelación con respecto a los lóbulos de la señal de correlación cruzada.

En los últimos años, las redes de acceso FTTH (*Fiber-to-the-Home*) consideran arquitecturas de alta velocidad [11]. Las implementaciones de redes a gran escala y velocidades más allá de 40 Gb/s en OCDMA involucran un alto costo y consumo de potencia, comparando con WDMA [11]. Esto se debe al equipo utilizado para el procesamiento óptico dedicado en la red [11] [12]. Por tal motivo se han investigado alternativas al procesamiento óptico de redes OCDMA.

3.2 Procesamiento Electrónico de Códigos en Redes Ópticas

El procesamiento electrónico para codificación y decodificación de señales CDMA se ha introducido como una alternativa de bajo costo, bajo consumo de potencia y de menor complejidad respecto al procesamiento óptico de CDMA [4]. Se acuña el término ECDMA (CDMA en entorno Electrónico) para denotar el procesamiento electrónico de códigos en una red óptica CDMA [4].

El trabajo de investigación de Tamura, S., *et al.*, [3] fue uno de los primeros en explorar el procesamiento electrónico utilizando códigos Gold en una red CDMA óptica. La figura 3.3 ilustra el esquema presentado por Tamura, *et al.*

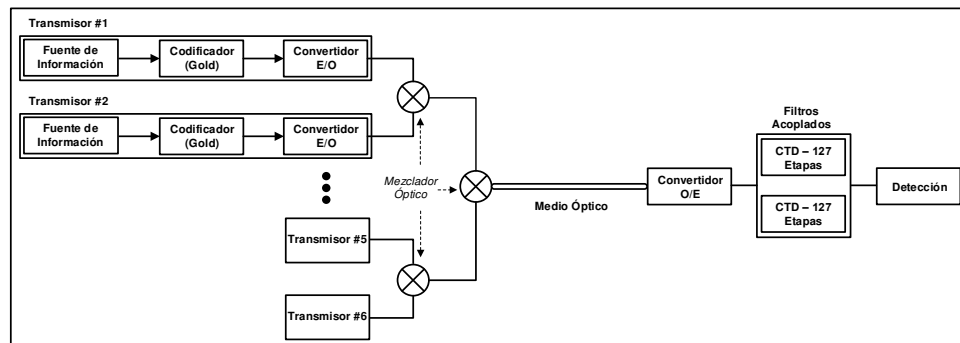


Figura 3.3: Esquema OCDMA con procesamiento electrónico.

Aquí se emplean códigos Gold bipolares de longitud 127 con los cuales se codifica cada bit de usuario. Se emplean convertidores eléctricos / ópticos, (E/O), y se multicanalizan las señales de cada transmisor en un medio de transmisión

óptico. En la etapa de recepción, se emplea un convertidor óptico / eléctrico, (O/E), y un par de filtros acoplados CTD. A estos filtros se les configura el código Gold utilizado por el transmisor. Se realizan las funciones de autocorrelación y correlación cruzada. Se logran velocidades modestas de transmisión, 20 kb/s con 2.54 Mchip/s.

En años posteriores, Rosas Fernández, J. B., *et al.*, [4] demuestra por primera vez que un sistema ECDMA aplicado a una red LAN óptica se convierte en una solución de bajo costo respecto al procesamiento óptico. En la etapa de codificación se utilizan filtros transversales electrónicos para generar, a partir de un pulso rectangular de duración de 25 ps, códigos Gold de longitud 7. En la etapa de decodificación se utilizan filtros transversales electrónicos con ganancias de *tap* ajustadas a la versión inversa en tiempo del código del codificador, realizando funciones de autocorrelación y correlación cruzada.

En la estructura del filtro transversal en [4], los *taps* se pueden ajustar con valores +1 y -1. Ya que el filtro presenta un retardo entre etapas constante (55 ps) y ancho banda menor al requerido para procesar pulsos de 25 ps, el filtro se denomina Filtro Transversal de Espaciado Fraccional (FSE).

La figura 3.4 muestra el esquema de red ECDMA de Secuencia Directa experimental para 2 usuarios, intencional e interferente. Se utiliza un generador de pulsos que proporciona una secuencia binaria *pseudo-aleatoria* (PRBS) a velocidad de 1.25 Gb/s, representando la información de usuario. Se utiliza un retardo de RF para alinear de una manera preestablecida cada secuencia de usuario con el código Gold. Los pulsos creados por cada filtro transversal se multiplican con una señal de duración de bit de cada usuario por medio de un mezclador para limitar la duración de la secuencia a transmitir. Finalmente, ambas respuestas se combinan y entran a un modulador Mach – Zehnder (MZM) para modular una fuente de luz de 1312 nm. Se evalúa el sistema a una distancia de 10 km por fibra óptica SMF. En la recepción, un fotodetector convierte la potencia óptica en corriente. Se emplea un tercer filtro transversal que realiza la autocorrelación, con el código de usuario intencional, y la correlación cruzada, con el código de usuario interferente.

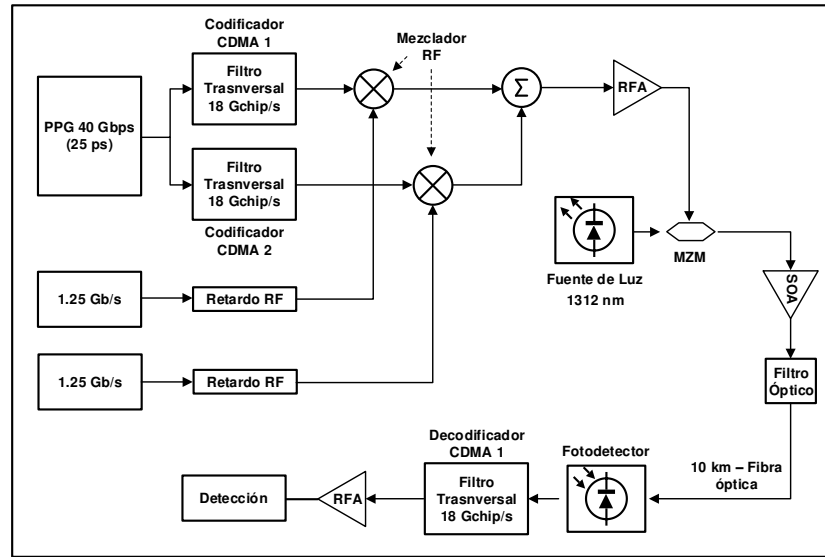


Figura 3.4: Esquema experimental para dos usuarios en ECDMA.

En la detección, se considera un nivel de umbral electrónico para detectar los pulsos correlacionados. El nivel de umbral se mantiene alto para rechazar lóbulos laterales de correlación cruzada. Rosas Fernández, *et al.*, reporta decodificación a altas velocidades de usuario, sin error, a una velocidad de 1.25 Gbit/s, y de codificación y correlación, a 18 Gchip/s [4].

3.3 Modelo Del Sistema DS – CDMA

Para estudiar las características de correlación de códigos bipolares en la codificación y decodificación se realiza la simulación de un sistema CDMA cuyo canal permite la transmisión bipolar de señales codificadas, tal como se realiza en un sistema inalámbrico convencional de Secuencia Directa. Se consideran dos transmisores activos compartiendo los recursos del medio de transmisión y un receptor habilitado como filtro correlador que realiza la función de autocorrelación cuando los códigos entre transmisor y receptor coincidan, cuando sea usuario intencional, y de correlación cruzada cuando los códigos no coincidan, cuando sea usuario interferente.

Para realizar la simulación de codificación y decodificación se emplea el software Matlab. Para fines ilustrativos se utilizan códigos Gold de longitud 7, 31,

127 y 511, de esta manera se estudian las propiedades de correlación dependiendo de la longitud de código utilizado. El filtro correlador se programa con un código Gold mientras que el transmisor debe utilizar el código del receptor para ser intencional, si el transmisor utiliza un código distinto se convierte en interferente. La figura 3.5 ilustra el esquema a considerar.

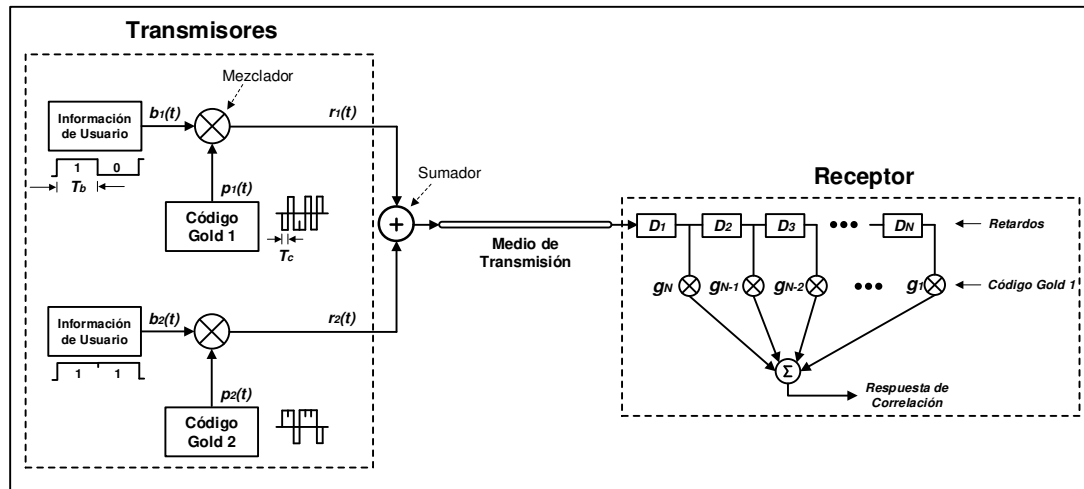


Figura 3.5: Esquema CDMA convencional. Dos transmisores y un receptor activos.

3.3.1 Códigos Gold

Dentro de los esquemas CDMA de Secuencia Directa asíncronos, se utilizan códigos *pseudo-aleatorios* (PN), los cuales realizan la codificación de los bits de usuario. Dentro de las familias de códigos PN se encuentran los códigos Gold que presentan buenas propiedades de correlación cruzada debido a que se logran bajos niveles de amplitud [13] [14].

3.3.2 Valoración de Códigos Gold

La ventaja de los códigos Gold es que las funciones de autocorrelación y correlación cruzada presentan solamente tres valores de correlación para los lóbulos laterales, reportados por las siguientes condiciones [13]:

$$R_{a,b}(\tau) = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{(n+1)/2} \\ -1 + 2^{(n+1)/2} \end{cases} \quad \forall n \text{ Impar}, \quad (3.1)$$

$$R_{a,b}(\tau) = \begin{cases} -1 \\ -1 - 2^{(n+2)/2} \\ -1 + 2^{(n+2)/2} \end{cases} \quad \forall n \text{ Par}, \quad (3.2)$$

donde n es la cantidad de etapas con las que se conforma el generador de registros [13] [14]. La función de autocorrelación presenta su valor máximo cuando ambos códigos se encuentran en fase, es decir, alineadas en tiempo $\tau = 0$ obteniendo el valor de pico máximo de $2^n - 1$. Por las ecuaciones (3.1) y (3.2), los códigos Gold presentan lóbulos laterales con valores bajos de correlación cruzada con respecto al valor de pico máximo de autocorrelación conforme aumenta el valor de n .

En los sistemas de CDMA de Secuencia Directa se introduce el término de índice de discriminación (ID) el cual determina la habilidad del receptor para decodificar la información de un usuario intencional y rechazar la interferencia de acceso múltiple [14]. Básicamente, este índice denota la diferencia entre el valor de pico máximo de la autocorrelación cuando los códigos se encuentran en fase y el valor de pico máximo de los lóbulos laterales de autocorrelación o correlación cruzada. Entre mayor sea el valor de ID mayor será la capacidad de detectar la señal codificada en presencia de interferencia sin errores.

3.3.3 Codificación en DS – CDMA

En referencia al bloque de transmisores de la figura 3.5, se presenta la formulación para la codificación de los usuarios en la red. Los pulsos de información de usuario se obtienen por la siguiente ecuación [15] [16]:

$$b_n(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m^n \cdot P_{T_b}(t - mT_b), \quad (3.3)$$

donde b_m^n es la secuencia de código de información del n -ésimo usuario, considerando valores 1 y 0. $P_{T_b}(t)$ es un pulso rectangular de tiempo de bit T_b . Ahora, los pulsos que representan a los códigos Gold bipolares se obtienen de la siguiente ecuación [15] [16]:

$$p_n(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_j^n \cdot P_{T_c}(t - jT_c) , \quad (3.4)$$

donde a_j^n es la secuencia de código Gold de dirección del n -ésimo usuario, considerando valores +1 y -1. Cada elemento de esta secuencia se denomina *chip*. Esta secuencia tiene un periodo de repetición de $F = T_b/T_c$, siendo F la longitud del código Gold. $P_{T_c}(t)$ es un pulso rectangular de tiempo de chip T_c .

Una vez generados los pulsos en ambas ecuaciones, la señal compuesta de los N usuarios se relaciona con la ecuación [15] [16]:

$$r(t) = \sum_{n=1}^N b_n(t - \tau_n) \cdot p_n(t - \tau_n) , \quad (3.5)$$

donde b_n es la señal de información del n -ésimo usuario, por la ecuación (3.3). $p_n(t)$ es el código Gold del n -ésimo usuario, por la ecuación (3.4). τ_n es el tiempo de retardo.

Para el esquema de la figura 3.5, se consideran dos transmisores cuya información de usuario es la misma para ambos, pero cada usuario emplea un código Gold distinto. La información de usuario se representa por la secuencia de bits (0, 1, 1, 1, 1, 1, 0), cuyos elementos de código consideran un tiempo de bit T_b . Para la codificación, se utilizan códigos Gold de longitud 7, 31, 127 y 511 a un tiempo de chip T_c . Se emplea la versión bipolar de los códigos Gold aplicando la siguiente ecuación [17]:

$$\chi(\alpha) = (-1)^\alpha \quad \forall \alpha \in (0,1) , \quad (3.6)$$

donde α es cada elemento unipolar del código Gold. Al aplicar las ecuaciones (3.3) y (3.4) se crean los pulsos de amplitud unipolar y bipolar, cumpliendo que

$T_b \gg T_c$. Cada bit de usuario se multiplica por un código Gold. En el bit '1' se envía una secuencia definida por código Gold y nada se transmite cuando sea el bit '0'.

3.3.4 Decodificación en DS – CDMA

En referencia al bloque del receptor de la figura 3.5, se considera un filtro correlador de respuesta FIR. La respuesta al pulso (respuesta impulsiva) del filtro, $h_1(t)$, se ajusta al código Gold de dirección. Esta respuesta se genera por la ecuación [15] [16]:

$$h_1(t) = \sum_{k=0}^{F-1} a_{F-k}^1 \cdot P_{T_c}(t - kT_c) , \quad (3.7)$$

donde a_{F-k}^1 es la secuencia de código Gold utilizada por el transmisor, ajustando los *taps* del filtro a la versión inversa en tiempo. $P_{T_c}(t)$ es un pulso rectangular de tiempo de chip T_c . Con las ecuaciones anteriores, el correlador de un esquema CDMA convencional se representa por la ecuación [15] [16]:

$$Y_1(t) = \int_0^T r(t) \cdot h_1(\tau - t) , \quad (3.8)$$

donde $r(t)$ es la señal compuesta de los N usuarios en la red, por la ecuación (3.5). $h_1(t)$ es la respuesta al pulso del filtro, por la ecuación (3.7). La ecuación (3.8) se describe en términos de autocorrelación y correlación cruzada.

3.3.4.1 Respuestas de Correlación

Los *taps* del filtro correlador se programan con el código Gold del transmisor intencional en su versión inversa en tiempo. En todos los casos, el filtro correlador se ha programado con el código Gold empleado por el usuario #1 produciendo la función de autocorrelación mientras que el código Gold empleado por el usuario #2 produce la función de la correlación cruzada. La figura 3.6 ilustra los resultados en donde se muestra el índice de discriminación debido a los códigos Gold de longitud a) $N = 7$, b) $N = 31$, c) $N = 127$ y d) $N = 511$.

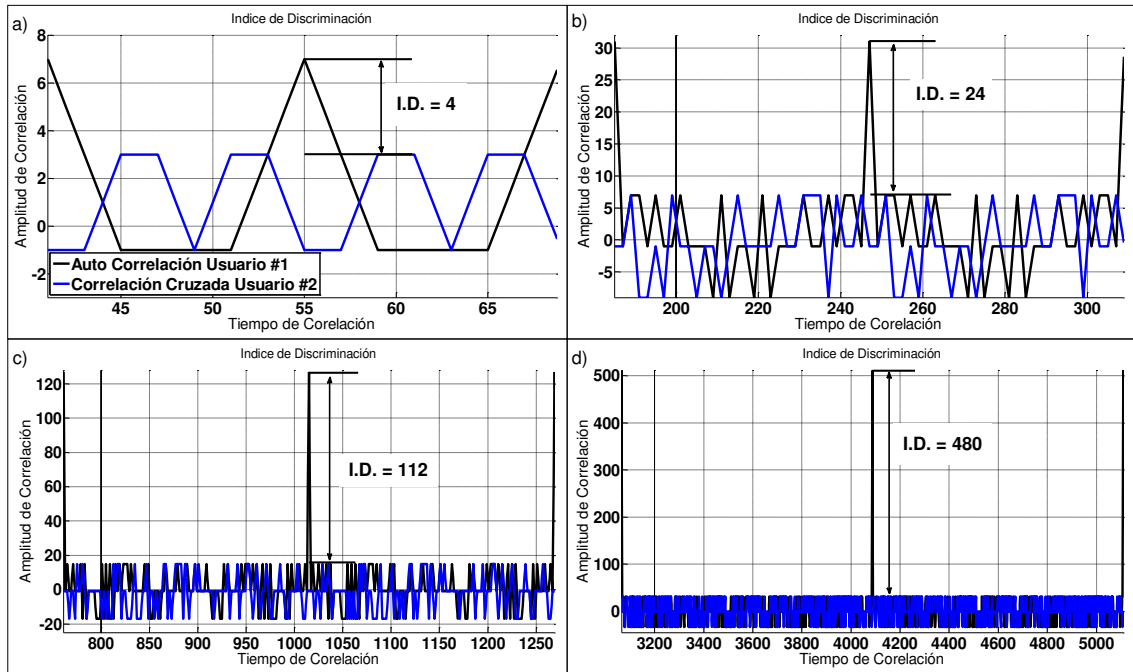


Figura 3.6: Valores de correlación periódica e índices de discriminación utilizando códigos Gold de longitud a) $N = 7$, b) $N = 31$, c) $N = 127$ y d) $N = 511$.

En este estudio, se presenta un mayor nivel de índice de discriminación conforme se aumenta la longitud del código. Lo anterior se refiere cuando se mantiene un usuario interferente, mientras que si se introducen hasta $(= 2^n - 1)$ usuarios interferentes el índice de discriminación se reducirá, en este caso el pico de autocorrelación no es tan grande para discriminar a los usuarios interferentes. Una solución es aumentar la longitud del código empleado, debido a que entre mayor sea el valor de índice de discriminación en el receptor, mayor será la habilidad del receptor de detectar al usuario intencional con menos errores por interferencia MAI y ruido aditivo en el sistema.

Finalmente, la tabla 3.1 resume lo presentado en la figura 3.6. Se presentan las longitudes de los códigos Gold utilizados, los valores de correlación e índices de discriminación por código.

La *pseudo-ortogonalidad* de los códigos presentada en la tabla 3.1 permite mostrar que la efectividad del esquema de Secuencia Directa depende del empleo de códigos largos lo que conlleva al diseño de filtros con un numero de

taps muy grandes. Desafortunadamente, esto no puede realizarse de manera económica con filtros basados en la amplificación distribuida [7]. Lo anterior ha impactado en la necesidad de utilizar sincronización en implementaciones prácticas [6] [7].

Tabla 3.1: Valores de autocorrelación y correlación cruzada para distintas longitudes de código Gold.

Longitud Código Gold (N)	Cantidad de Códigos útiles	Valores de Autocorrelación	Valores de Correlación Cruzada	Índice de Discriminación
7	7	(7, -1, -5, 3)	(-1, -5, 3)	4
31	31	(31, -1, -9, 7)	(-1, -9, 7)	24
127	127	(127, -1, -17, 15)	(-1, -17, 15)	112
511	511	(511, -1, -33, 31)	(-1, -33, 31)	480

3.4 Nuevo Esquema CDMA Basado en Filtros Transversales

Se ha encontrado que, debido a las limitantes en ancho de banda de los filtros transversales, la cantidad de *taps* a diseñar en estos filtros se delimita a 8 [7]. Por lo anterior, en la presente tesis se plantea un nuevo esquema CDMA de procesamiento electrónico que considere las ventajas de procesamiento de los filtros transversales distribuidos (DTF) de microondas, en los cuales sea posible procesar señales elementales de corta duración.

La técnica CDMA a emplear es la de Codificación de Amplitud Espectral (SAE – CDMA) y se basa en el trabajo de Kavehrad, M., y Zaccarin, D., [5] de Codificación en Frecuencia (FE – CDMA) cuyo principio de funcionamiento se detalla en el capítulo 2 de la presente tesis. La figura 3.7 presenta el esquema electrónico propuesto, en el que la codificación y decodificación emplean filtros transversales distribuidos de respuesta FIR.

En referencia a la figura 3.7 las señales multinivel se obtienen de la siguiente manera [6] [7], el ancho de banda disponible se particiona en M subbandas con separación $1/T$ Hz. Las subbandas se modulan por un vector de amplitudes, (c_1, c_2, \dots, c_n) , en donde cada elemento conlleva información de código PN.

Este esquema tiene como base de desarrollo el concepto de CDMA por dispersión temporal, es decir, la información de código se impone en la amplitud y fase de las subbandas de usuario, dependiendo de la disponibilidad del ancho de banda [18].

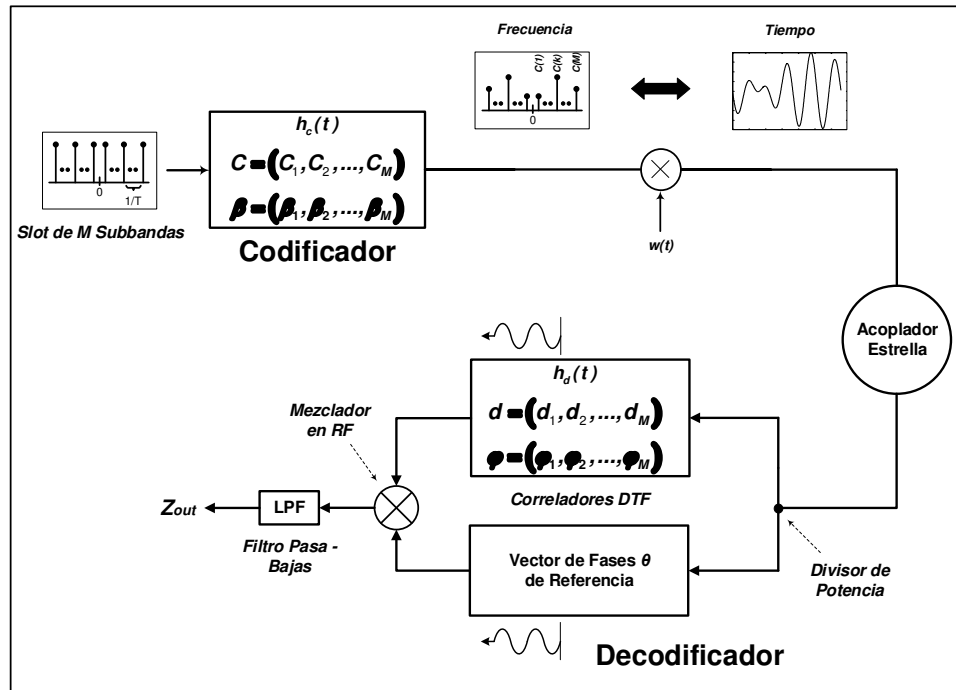


Figura 3.7: Esquema SAE – CDMA de procesamiento electrónico de señales temporales codificadas en fase.

De acuerdo a Crespo, P., *et al.*, [18], la representación temporal de la señal modulada espectralmente se puede sintetizar en la respuesta impulsiva de un filtro. La transformación de la señal espectral a la señal temporal se realiza con la transformada inversa de Fourier (IFT), lo que implica que la señal temporal sea de duración infinita [18]. En el caso de la aplicación a filtros distribuidos, las señales temporales se delimitan en tiempo con una función ventana $w(t)$. Lo anterior se traduce en un incremento de interferencia entre subbandas laterales de usuario, aunque esto tiene como beneficio que la mayor parte de energía de la señal este dentro del tiempo de *span* [18]. Una señal temporal que mantiene interferencia entre subbandas muy cercana a cero requiere una codificación de

pulso de duración tendiendo a infinito. A esta señal se le conoce como Señal Dispersa en Tiempo (*Spread in Time signal*) [18].

En la presente tesis se considera la síntesis en un filtro transversal distribuido (DTF), el cual se introduce a detalle en los capítulos 4 y 5. Por diversos análisis, [6] y [7], se ha encontrado que la respuesta al pulso del filtro transversal puede aproximarse a la siguiente ecuación:

$$h(t) = w(t) \sum_{n=1}^M c_n \cos(\omega_n t - \beta_n) , \quad (3.9)$$

donde M es el número de subbandas, $\omega_n = 2\pi n/T$ es la frecuencia angular siendo T el tiempo de *span* y $w(t)$ es una función ventana siendo $w(t) = 1$; $0 < t < T$ y $w(t) = 0$; en cualquier otro tiempo. Las variables c_n y β_n representan la amplitud y fase, respectivamente, en el centro de las M subbandas.

La ecuación (3.9) representa una señal temporal codificada en fase. Se desea que la respuesta al pulso del filtro DTF se aproxime a esta señal temporal, mediante una síntesis adecuada. El principio de operación del esquema electrónico SAE – CDMA se detalla en el capítulo 5 de la presente tesis.

CAPÍTULO 4

CONCEPTOS PARA EL DISEÑO DE FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA

A mediados de los años 2000, el grupo de trabajo de la Universidad Colegiada de Londres, [1] y [2], realizan los primeros estudios de filtros transversales basados en la amplificación distribuida para el procesamiento electrónico de señales en sistemas CDMA de alta velocidad empleando la tecnología de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC). En ambos trabajos, [1] y [2], se configuran filtros DTF con retardos diferenciales iguales y ganancias de *tap* desiguales para procesar electrónicamente códigos bipolares – unipolares de Secuencia Directa. En este capítulo se utiliza, por primera vez, la mayor cantidad de grados de libertad para un filtro transversal basado en la estructura de la amplificación distribuida, cuyo principio de operación sea aplicable al esquema electrónico SAE – CDMA.

El objetivo de este capítulo es detallar los conceptos fundamentales para el correcto entendimiento de la estructura de Filtro Transversal basado en el concepto de Amplificación Distribuida (Filtro Transversal Distribuido, DTF). Se finaliza el capítulo analizando la estructura del filtro DTF.

4.1 Amplificación Distribuida

Uno de los circuitos esenciales para el desarrollo de la estructura propuesta son los circuitos de amplificación distribuida en los cuales se logra obtener la mayor relación producto ganancia - ancho de banda en comparación con las técnicas

convencionales de amplificación [3] [4]. La figura 4.1 presenta la estructura básica del circuito de amplificación distribuida.

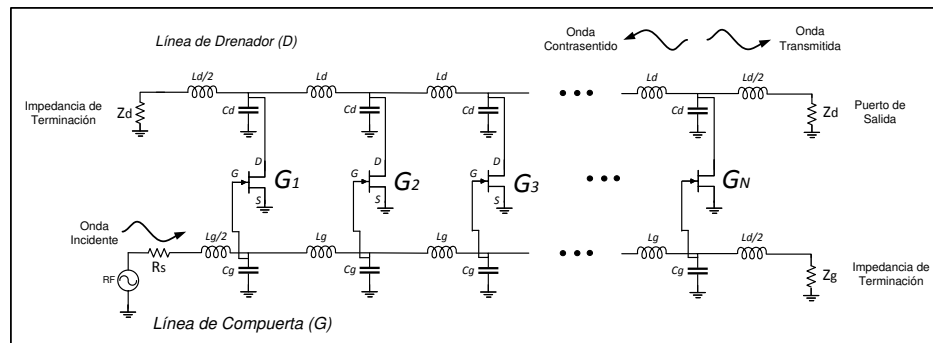


Figura 4.1: Estructura básica del circuito de amplificación distribuida.

Básicamente, la estructura del circuito amplificador distribuido (DA) se conforma de varias etapas activas conectadas en paralelo mediante líneas de transmisión. Se emplean dos líneas de transmisión sin pérdidas, conocidas como líneas de transmisión artificiales (ATL) terminadas con un resistor de impedancia igual a la impedancia característica.

El funcionamiento se describe de la siguiente manera [3] [4] [5] [6], una onda incidente se propaga a lo largo de la línea de compuerta (G) del circuito, en donde una onda de voltaje se deriva y alimenta a las terminales de entrada de cada dispositivo activo. Estos voltajes son amplificados por las transconductancias de los dispositivos activos. Las señales amplificadas se acoplan a las líneas de drenador (D) generando ondas que se propagan en dirección a la salida (hacia la derecha) y en contrasentido (hacia la izquierda) del circuito amplificador, ver figura 4.1. Las líneas de transmisión de compuerta y drenador se diseñan para proporcionar la misma velocidad de fase y así lograr que las ondas acopladas en cada *tap* del circuito mantengan sincronización en fase. Lo anterior permite que las ondas que viajan a lo largo de la línea de drenador sean sumadas en fase y amplificadas a la salida. En la línea de compuerta, la mayor parte de la onda incidente es absorbida por la impedancia de terminación Z_g . En la línea de

drenador, la mayor parte de la onda propagándose en contrasentido es absorbida por la impedancia de terminación Z_d .

La principal ventaja del amplificador distribuido es lograr una ganancia en un ancho de banda amplio. La salida del circuito se puede describir como la sumatoria de ganancias (amplificación aditiva) de cada uno de los dispositivos activos [4] [6].

Ahora bien, gracias a los recientes desarrollos y a su alta ganancia, aunado a su disponibilidad comercial, las etapas de amplificación se construyen con transistores de efecto de campo (FET) [6]. En específico, se estudian dispositivos de hetero unión (HJ – FET) cuyo parámetro de aislamiento es bajo [5] [6]. La figura 4.2 muestra el modelo simplificado equivalente de un dispositivo activo.

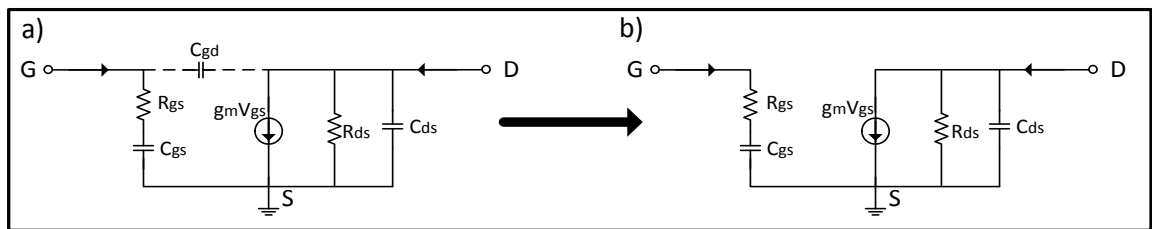


Figura 4.2: Transistor HJ – FET, a) modelo a pequeña señal y b) modelo a pequeña señal despreciando C_{gd} .

Los valores de resistencias y capacitancias presentados en la figura 4.2 son valores intrínsecos del componente activo. El capacitor de retroalimentación denominado C_{gd} (compuerta – drenador) en la figura 4.2.a produce el parámetro de ganancia inversa diferente de cero. El valor de este capacitor es menor en comparación de las capacitancias de drenador – fuente (C_{ds}) y de compuerta – fuente (C_{gs}), lo cual es válido para frecuencias bajas en relación al f_T del transistor [7]. La figura 4.2.b presenta el modelo despreciando esta capacitancia dando lugar a un modelo unilateral de las etapas de ganancia.

4.2 Líneas de Transmisión Artificiales: Impedancia Imagen

Los circuitos de amplificación distribuida emplean líneas de transmisión artificiales, las cuales se componen de elementos pasivos como inductancias (L) y capacitancias (C) distribuidas. Como características, poseen un comportamiento sin pérdidas (no presenta ni R ni G), sin embargo, cuando las líneas ATL se sintetizan con elementos concentrados (por ejemplo, en tecnología de montaje superficial, SMT) pueden presentar efectos disipativos propios de los elementos L y C . Además, se pueden incluir resistencias de pocos ohms en derivación para su modelado.

Una de las ventajas de las líneas ATL es mantener una impedancia constante ya que su diseño obedece al concepto de impedancia imagen. Para ilustrar el concepto, la figura 4.3 presenta una sección de filtro LC pasa bajas (suponiendo una conexión infinita de dichas secciones, tal como se mostrará en la figura 4.6) como una red de dos puertos con impedancias vistas desde la entrada y salida.

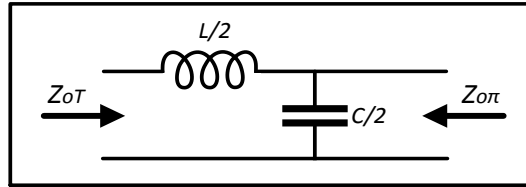


Figura 4.3: Impedancia de entrada y salida de una sección de filtro LC.

Si las impedancias vistas a la entrada Z_{oT} en el puerto 1 y a la salida $Z_{o\pi}$ en el puerto 2 son idénticas, ambas impedancias se denominan Impedancias Imagen [3]. Dichas impedancias cumplen la siguiente relación [3]:

$$R = \sqrt{Z_{oT}Z_{o\pi}}, \quad (4.1)$$

donde R representa la relación de impedancia característica Z_o . La derivación de ambas impedancias se encuentra en [3] y [6]. Las impedancias imagen resultantes son [3]:

$$Z_{oT} = \sqrt{(L/C)(1 - \omega^2/\omega_c^2)}, \quad (4.2) \quad Z_{o\pi} = \sqrt{(L/C)((1 - \omega^2/\omega_c^2)^{-1})}, \quad (4.3)$$

donde ω es la frecuencia angular de operación de la sección de filtro, ω_c es la frecuencia angular de corte, L y C son los elementos pasivos del filtro. Las impedancias de las secciones T (ecuación 4.2) y π (ecuación 4.3) son dependientes en la frecuencia tal como se observa en la figura 4.4.

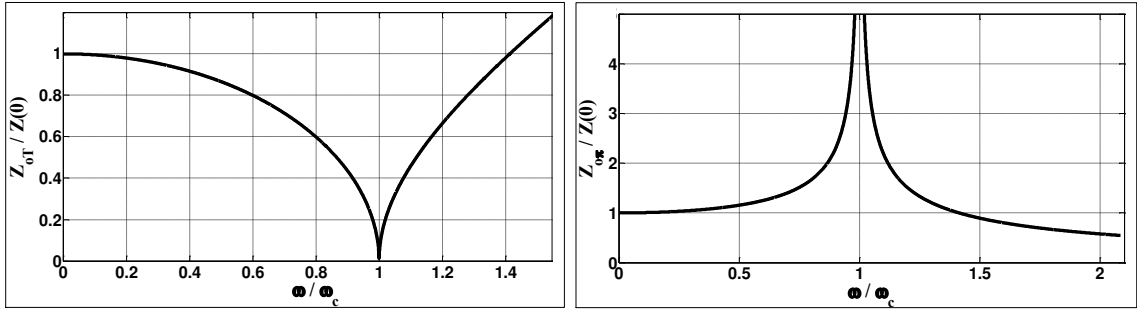


Figura 4.4: Dependencia en frecuencia de la impedancia imagen de la red de 2 puertos mostrada en la figura 4.3.

En ambos casos, las magnitudes de impedancia se encuentran normalizadas a la impedancia característica, $Z_o = \sqrt{L/C}$. Además, la frecuencia angular se encuentra normalizada con respecto a ω_c . Se observa que en el intervalo de frecuencias de 0 a ω_c se producen valores reales de impedancia. Más allá de ω_c la impedancia se vuelve imaginaria.

Las líneas ATL son estructuras que se conforman de secciones periódicas de filtros LC pasa bajas. Al conectar 2 secciones de filtro pasa bajas de forma *back-to-back* se crea una sección básica de filtro conocida como Filtro LC Pasa Bajas en forma T mientras que conectando 2 secciones de filtro pasa bajas de forma frontal se crea una sección básica de filtro conocida como Filtro LC Pasa Bajas en forma π [3] [8]. La figura 4.5 ilustra ambos métodos de construcción.

A la estructura básica en forma T también se le conoce como Filtro de Constante – k . Al ser una estructura periódica, la manera de construir una línea de transmisión artificial es conectar en cascada n secciones de filtro en forma T

tal y como se muestra en la figura 4.6. Se ilustra la construcción de 3 secciones básicas en forma T de una línea ATL.

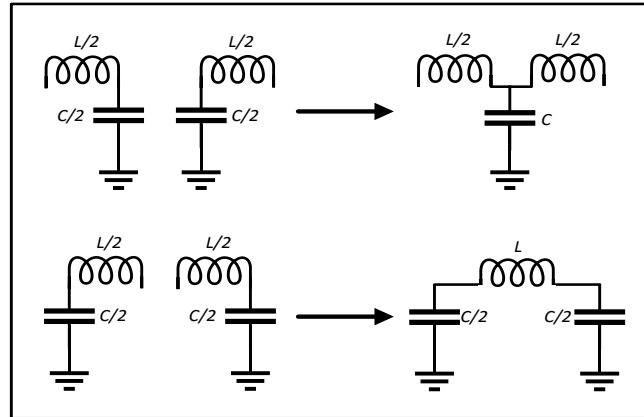


Figura 4.5: Sección de filtro LC pasa bajas en forma T y π .

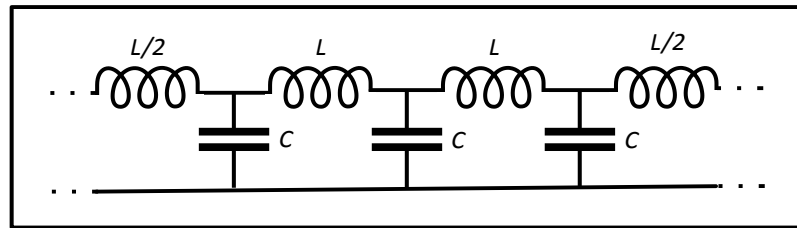


Figura 4.6: Línea de transmisión artificial mostrando 3 secciones constante $-k$.

La estructura presentada en la figura 4.6 también se le conoce como Red Escalera. Estructuras similares a la presentada en la figura 4.6 se pueden construir para las líneas de compuerta y drenador del amplificador distribuido. El propósito de las líneas ATL en el amplificador distribuido es “absorber” las capacitancias de compuerta (C_{gs}) y drenador (C_{ds}) asociadas al dispositivo activo dentro de los valores de capacitancias en *shunt* de compuerta (C_g) y drenador (C_d), respectivamente [3] [5] [6]. Lo anterior con el fin de formar estructuras de anchos de banda muy amplios limitados básicamente por las capacitancias intrínsecas de los componentes activos [3].

En referencia a la figura 4.6, es fácil visualizar secciones T y π al conformar una línea ATL, por lo tanto, es posible observar impedancias imagen Z_{oT} y $Z_{o\pi}$.

Al emplear el concepto de impedancia imagen, se logra mantener una impedancia de línea, Z_{oT} y $Z_{o\pi}$, constante a lo largo de la toda la línea de transmisión artificial, independientemente del número de secciones LC que la conforman [3]. Idealmente, lo anterior se logra terminando la estructura con un elemento que presente una impedancia igual a la impedancia imagen. Sin embargo, por su dependencia en la frecuencia resulta difícil y poco práctico terminar las líneas ATL con una impedancia imagen [3]. Por facilidad de construcción, la estructura debe ser finita y terminar con una impedancia de carga, Z_L , típicamente de 50Ω en los puertos de salida.

Las líneas de transmisión artificiales aplicadas a la amplificación distribuida son consideradas como líneas de retardo en un sistema síncrono acoplado. De tal manera que el tiempo de retardo producido por una sección básica T , τ_d , es:

$$\tau_d = \sqrt{LC} , \quad (4.4)$$

donde L y C son los componentes pasivos que conforman la línea ATL. La siguiente ecuación relaciona la impedancia característica de la línea con la capacitancia de la línea para obtener el tiempo de retardo por cada sección T [5]:

$$\tau_d = Z_o C , \quad (4.5)$$

donde Z_o es la impedancia característica, $Z_o = \sqrt{L/C}$, y C es el valor de capacitancia utilizada para la construcción de la línea ATL. En un circuito formado por estas secciones básicas, el tiempo de retardo se incrementa linealmente como función de la cantidad de secciones básicas T en la línea ATL [5]. Se considera el tiempo de retardo total de n secciones como:

$$\tau_{d,n} = (n)(\tau_d) , \quad (4.6)$$

donde n indica la cantidad de secciones básicas T de la línea ATL y τ_d es el tiempo de retardo por sección. El tiempo de retardo se relaciona con la frecuencia de corte de la línea ATL debido a la ecuación [5]:

$$f_c = \frac{1}{n(\tau_d)}, \quad (4.7)$$

donde f_c indica la frecuencia de corte de la línea ATL. A esta frecuencia se le conoce como frecuencia de corte de Bragg, $f_{c,Bragg}$. Más allá de esta frecuencia, la línea empieza a presentar reflexiones. Idealmente, la frecuencia de corte de Bragg determina el ancho de banda de la línea de transmisión artificial [5].

Descrito lo anterior, se presentan las ecuaciones de los dos parámetros de diseño, L y C , para la construcción de las líneas ATL [8]. En la siguiente ecuación se calcula el valor de inductancia:

$$L = \frac{2(R_o)}{\omega_c}, \quad (4.8)$$

donde R_o indica el valor de la impedancia imagen a 0 Hz y ω_c indica el valor de frecuencia de corte, $\omega_c = 2\pi f_c$. La siguiente ecuación calcula el valor de capacitancia:

$$C = \frac{2}{(\omega_c)(R_o)}. \quad (4.9)$$

4.2.1 Característica de Propagación

Considerando una sección de filtro pasa bajas como la mostrada en la figura 4.3, por el concepto de impedancia imagen, se deriva la siguiente ecuación que indica las características de propagación de cada sección de filtro [3]:

$$\theta = \cosh^{-1} \sqrt{1 - \omega^2 / \omega_c^2}, \quad (4.10)$$

donde ω indica la frecuencia de operación, $\omega = 2\pi f$. La ecuación 4.10 representa la constante de propagación cuya parte real indica la constante de atenuación, α , y cuya parte imaginaria indica la constante de fase, β . La figura 4.7 ilustra las respuestas de atenuación y fase para una sección de filtro pasa bajas.

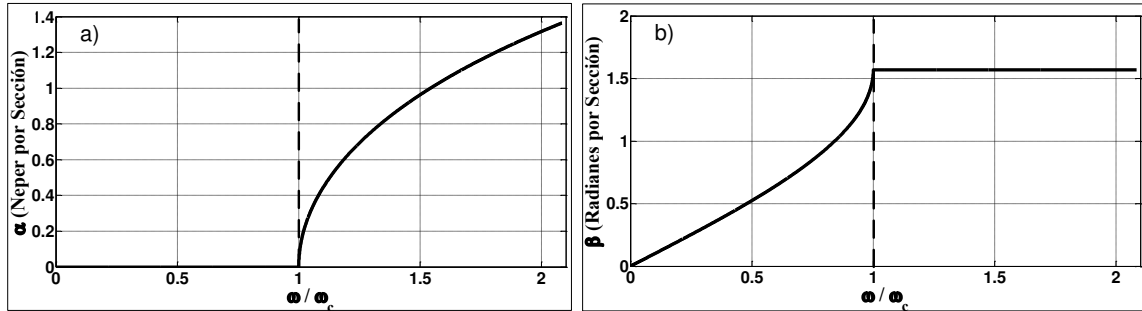


Figura 4.7: Constantes de a) atenuación y b) fase de una sección de filtro LC.

Idealmente, dentro de la banda de paso ($0 - \omega_c$) se presenta nula atenuación mientras que la fase deja de ser lineal conforme se acerca a la frecuencia de corte (ω_c). Más allá de la frecuencia de corte se producen pérdidas por reflexión.

Con el fin de reforzar el entendimiento de las características de propagación de las secciones T , se realiza la simulación de una línea de transmisión artificial de 4 secciones en forma T . Se emplea la formulación presentada en (4.4) – (4.9). Se trabaja con una frecuencia de corte de Bragg a 416 MHz y una impedancia de terminación, Z_L , de 50 Ω . Se obtienen inductancias L y $L/2$ con valores de 39 nH y 18 nH, respectivamente, y capacitancia C de valor 15 pF. En 4.8.a se presenta el esquema de simulación de la línea ATL de 4 secciones, en 4.8.b se muestra la respuesta de atenuación denotando la frecuencia de corte a 416 MHz y en 4.8.c la respuesta de fase denotando la frecuencia de corte a 416 MHz.

Se emplea el software de simulación AWR. Se considera el modelo equivalente de montaje superficial para los componentes L y C con el fin de simular elementos parásitos y obtener un resultado del comportamiento real.

Las respuestas presentadas en la figura 4.8.b y 4.8.c se asemejan a las respuestas ideales de impedancia imagen. La figura 4.8.b muestra que la señal comienza a atenuarse dentro de la banda de paso ($0 - 416$ MHz) y continúa

atenuándose más allá de la frecuencia de corte definida. La figura 4.8.c muestra que la constante de fase deja de ser lineal, dentro de la banda de paso. Conforme se acerca a la frecuencia de corte de Bragg la fase deja de presentar linealidad y cae dentro de una banda de rechazo, $f > f_c$.

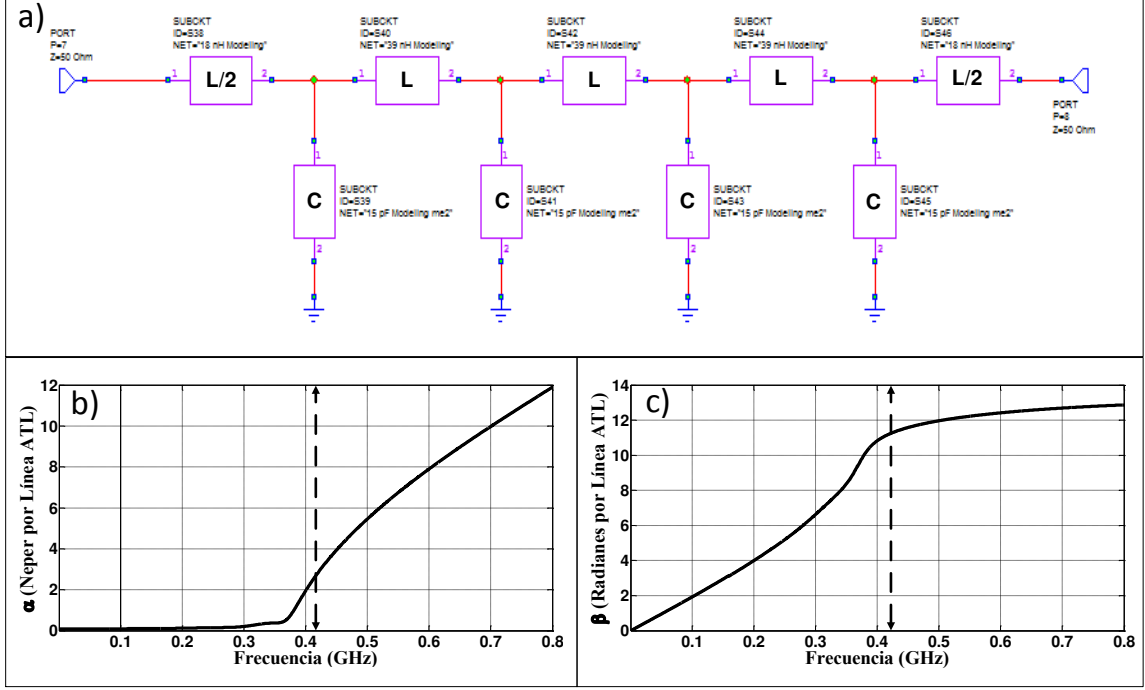


Figura 4.8: Se presenta en a) una línea ATL de 4 secciones. Se obtienen las constantes de b) atenuación y c) fase.

La obtención de las constantes de atenuación y fase de la figura 4.8.b y 4.8.c son resultado de la siguiente aproximación por parámetros S [8]:

$$e^{-\gamma l} \approx S_{21} , \quad (4.11.a)$$

$$\ln(e^{-(\alpha+j\beta)l}) \approx \ln(S_{21}) , \quad (4.11.b)$$

$$\alpha l = \text{real}(-\ln(S_{21})) , \quad (4.11.c)$$

$$j\beta l = \text{imag}(-\ln(S_{21})) , \quad (4.11.d)$$

donde γ representa la constante de propagación en la ecuación (4.11.a), cuya parte real representa la constante de atenuación en la ecuación (4.11.c) y su

parte imaginaria representa la constante de fase en la ecuación (4.11.d). El parámetro l en la formulación indica la longitud física de la línea que, en este caso, se consideran las 4 secciones T de la línea simulada.

Al considerar esta estructura de línea ATL como una red de 2 puertos se obtiene la medición de parámetros de dispersión, conocidos como Parámetros S , de transmisión (S_{21}) y reflexión (S_{11}). La figura 4.9 presenta estas respuestas de simulación.

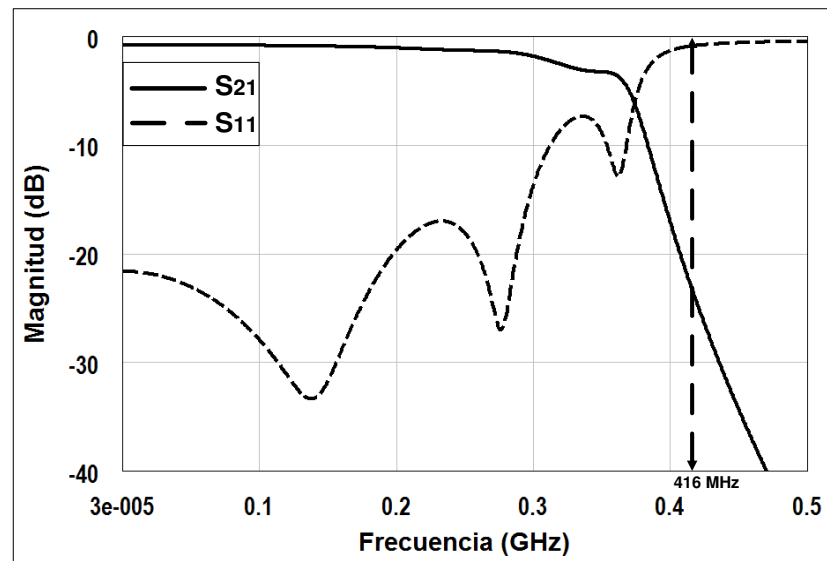


Figura 4.9: Parámetros de transmisión y reflexión de la línea ATL de 4 secciones.

En referencia a la figura 4.9, se simula un intervalo desde 30 kHz hasta 3 GHz. Se grafica solamente hasta 500 MHz, intervalo suficiente para visualizar las características de propagación. La frecuencia de corte de Bragg se mantiene en 416 MHz. A bajas frecuencias la línea simulada transmite la mayoría de la señal, al acercarse a la frecuencia de corte de Bragg empieza a decaer en magnitud. A partir de 300 MHz, el parámetro S_{21} decae 20 dB hasta la frecuencia de corte de Bragg mientras que el parámetro S_{11} incrementa 10 dB hasta la frecuencia de corte de Bragg. Más allá de esta frecuencia de corte, la línea ATL genera las mayores pérdidas por reflexión y mínima transmisión.

4.2.2 Respuesta Transitoria

Se introduce el estudio de la respuesta temporal de las líneas ATL, que en desarrollos prácticos permiten introducir retardos en la señal de filtros distribuidos. Al considerar un pulso rectangular angosto propagándose por cada sección T de la línea, el pulso presentará dispersión y atenuación dependiente de la frecuencia conforme avanza por la línea de transmisión artificial.

Para una mejor comprensión se presenta la siguiente simulación, se considera una línea de transmisión artificial construida con 30 secciones básicas T de valores L y C de 39 nH y 15 pF, respectivamente. En la salida se utiliza una resistencia de terminación de 50 Ω . Se ingresa un pulso rectangular de ancho 4.80 ns. La figura 4.10 presenta la respuesta transitoria del pulso visualizada cada 6 secciones T .

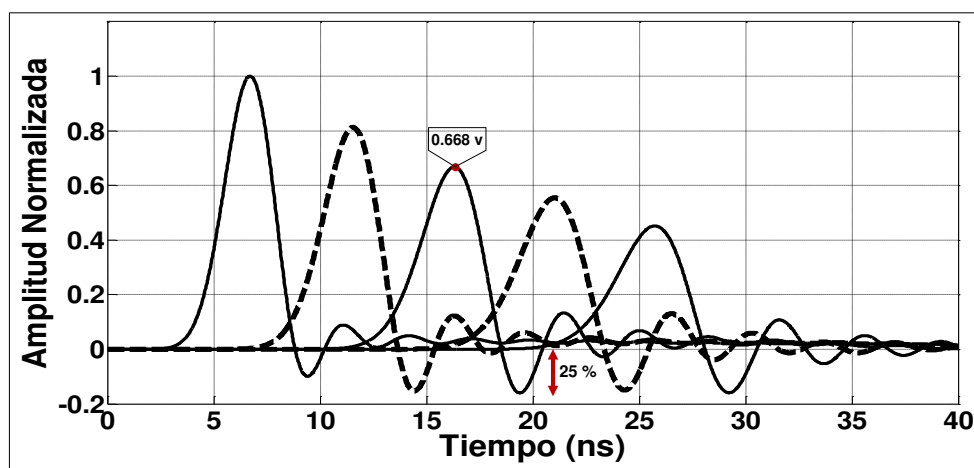


Figura 4.10: Respuestas transitorias de un pulso rectangular angosto.

Las respuestas se normalizan con respecto al pulso de mayor voltaje. Se observa que, conforme el pulso se propaga por la línea de transmisión artificial, este comienza a degradarse en amplitud y a ensancharse en tiempo, presentando atenuación y dispersión de pulso. Además, las formas de pulso resultantes presentan asimetría.

Los tiempos de subida y bajada (RT y FT , respectivamente) del pulso aumentan conforme este se propaga por toda la línea, lo anterior se atribuye a las limitantes de ancho de banda que presenta la línea.

En la figura 4.10, las respuestas transitorias presentan una respuesta oscilante (*overshoot*) cercana a 0 volts que se atenúan conforme el transitorio se propaga por la línea ATL. La tercera respuesta transitoria de amplitud 0.668 volts presenta el mayor *overshoot*, el cual corresponde a 25% de su valor de amplitud. Para el estudio del filtro transversal distribuido se desean respuestas transitorias con mínimo nivel de *overshoot* y formas de pulso simétricas. Un método para reducir los niveles de oscilación es acoplar una resistencia disipativa (r_d) de pocos ohms en serie con la capacitancia en derivación de la línea ATL [5]. La figura 4.11 ilustra la conexión de r_d en todos los nodos de observación.

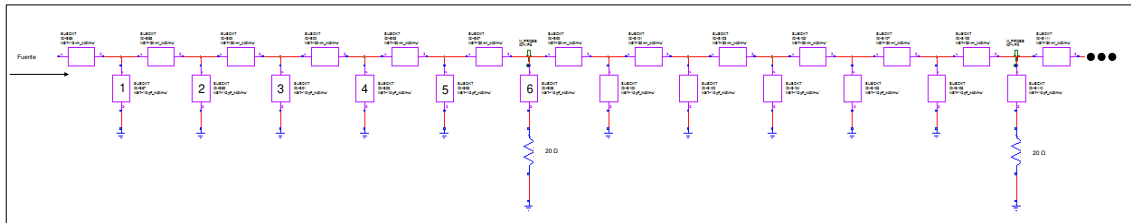


Figura 4.11: Inserción de resistencia disipativa.

Como se observa en la figura 4.11, la resistencia r_d se conecta en serie con la capacitancia en derivación de cada nodo de observación. Para esta simulación, r_d se conecta cada 6 secciones T . Considerando el filtro transversal distribuido propuesto, las resistencias r_d se conectarán a las capacitancias en derivación de la línea de compuerta común, las cuales se acoplan a las etapas activas del filtro. Lo anterior se detalla en el capítulo 5. La figura 4.12 ilustra las respuestas transitorias del pulso introduciendo una resistencia disipativa de 20 Ω .

En referencia a la figura 4.12, las respuestas se normalizan con respecto al pulso de mayor amplitud. El principal cambio es que los niveles de oscilación son más bajos de lo ya presentado. Para el tercer pulso, se presenta el valor de *overshoot* de 8%, valor más bajo de lo presentado en la figura 4.10. Se observan

formas de pulso más simétricas en comparación de lo presentado en la figura 4.10.

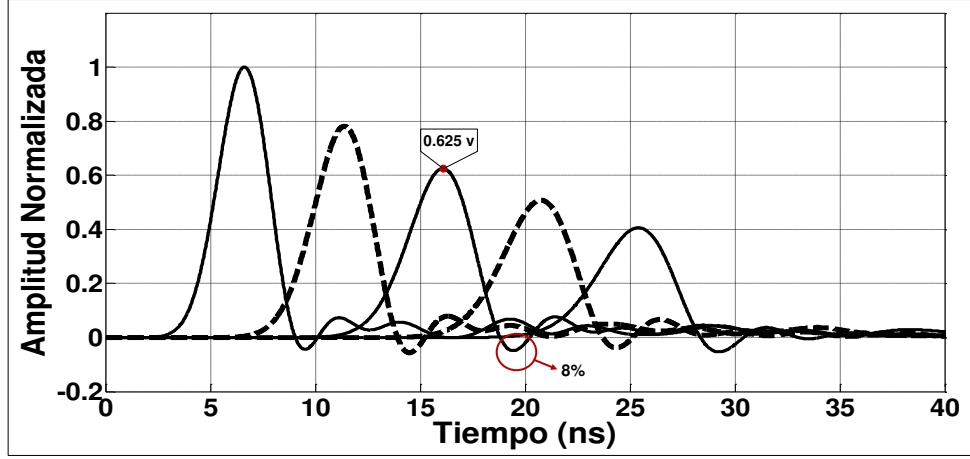


Figura 4.12: Respuestas transitorias de un pulso rectangular angosto. Se utiliza una resistencia disipativa de 20Ω .

Bajo estas condiciones se introduce el concepto de frecuencia de corte a 3 dB, $f_{c,3dB}$. Se le denomina así a la frecuencia en donde la respuesta en estado estable senoidal tiene una caída en amplitud de 3 dB [5]. Como se ha mostrado en anteriores resultados (figuras 4.10 y 4.12) la respuesta en amplitud de un pulso depende en gran parte de la cantidad de secciones de la línea por lo que es difícil precisar la frecuencia de corte a 3 dB. Sin embargo, al describir esta frecuencia como la mitad de la frecuencia de corte de Bragg [5], $f_{c,3dB} \approx (0.5)(f_{c,Bragg})$, se logra que dentro de la banda de paso (intervalo de frecuencias de 0 a $f_{c,3dB}$) de la línea de transmisión artificial se presenten bajos niveles de distorsión de la señal.

Como se ha mencionado, el tiempo de subida en cada respuesta transitoria aumenta dependiendo de la cantidad de secciones. En [9] se muestra una relación para determinar la degradación del tiempo de subida en n secciones básicas T , siendo válida para un intervalo de 3 a 30 secciones. Esta relación es:

$$t.r._n \cong (\sqrt[3]{n})x(t.r.), \quad (4.12)$$

donde n considera un valor dentro de 3 a 30 y $t.r.$ es el tiempo de subida a la entrada de la primera sección T . Con la ecuación (4.12) se obtiene una medida de la degradación del tiempo de subida de un pulso cuando este se propaga por n secciones de una línea ATL.

La siguiente ecuación muestra la relación entre el tiempo de subida de n secciones con la frecuencia de corte a 3 dB de la línea ATL:

$$(t.r.n)x(f_{c,3dB}) \cong 0.35 , \quad (4.13)$$

de esta manera las respuestas transitorias de un pulso refieren un ancho de banda constante de toda la estructura.

Las respuestas transitorias del pulso angosto mostradas en las figuras 4.10 y 4.12 presentan mínima interferencia entre pulsos. Esto es posible al construir la línea ATL con una distancia de 6 secciones básicas T entre medición de pulsos transitorios. Lo anterior confirma lo obtenido en [5], en donde presenta resultados con mínima interferencia entre pulsos debido a la construcción de líneas de transmisión artificiales de mínimo 6 secciones básicas T por cada tap . Este estudio es de utilidad para el desarrollo de un filtro transversal

4.3 Filtro Transversal Basado en El Concepto de Amplificación Distribuida

A continuación, se introduce la estructura de filtro transversal distribuido a realizar en la presente tesis. Se detallan las bases de estudio, así como su principio de operación.

4.3.1 Analogía entre Circuitos de Amplificación Distribuida y Filtros Transversales

Los filtros de Respuesta Finita (FIR) son utilizados para telecomunicaciones, se suelen emplear para el procesamiento de señales y sistemas CDMA. Estos filtros presentan la característica de causalidad, son lineales e invariantes en el tiempo

y, sobre todo, presentan una fase lineal lo cual los hace ideales para procesar señales de alta velocidad. Por su forma de procesar las señales se les conoce como filtros transversales (TF) [10]. La figura 4.13 muestra la estructura general de estos filtros.

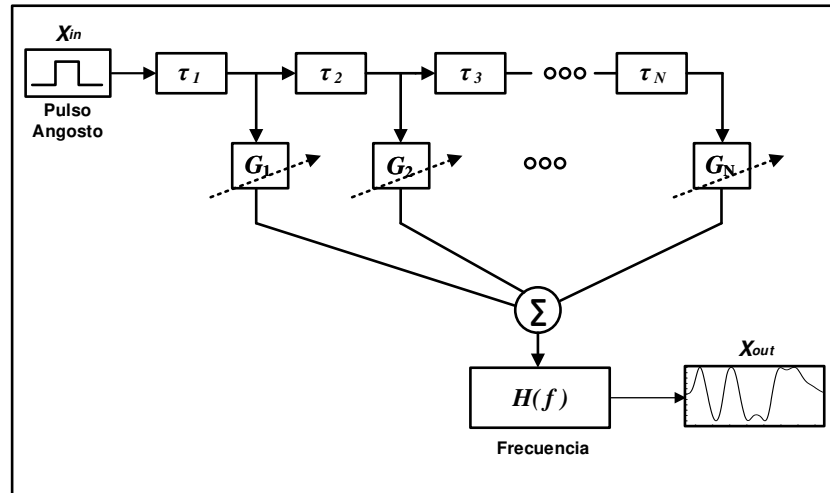


Figura 4.13: Estructura general de filtro transversal.

El filtro transversal consiste en N etapas de retardo cada una con un tiempo de retardo τ_N . Conforme se propaga por las líneas de retardo, el pulso es muestreado (proceso conocido como *tapping*) y multiplicado por un factor de ganancia, G_N . Por último, las respuestas se suman y sufren de atenuación y dispersión temporal debido a una limitante de ancho de banda, $H(f)$, intrínseca al filtro.

Por otro lado, los circuitos de amplificación distribuida, como se menciona en la sección 4.1, son diseñados para propagar ondas en las líneas de transmisión de compuerta y drenador con la misma velocidad de fase. La figura 4.14 ilustra la estructura convencional del circuito de amplificación distribuida.

Los retardos diferenciales en las líneas de transmisión artificiales y las ganancias de *tap* resultantes de los circuitos amplificadores, usualmente, se mantienen iguales. Si esta estructura se diseña con retardos y ganancias variables, actúa como un filtro transversal de respuesta finita.

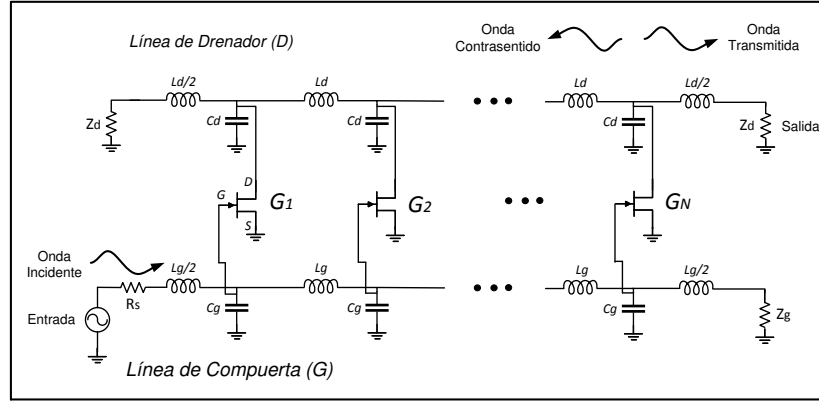


Figura 4.14: Estructura convencional del amplificador distribuido.

Börjak, *et al.*, [11] establece por primera vez la analogía existente entre los circuitos de amplificación distribuida y los filtros transversales. Esta analogía permite emplear circuitos de filtrado transversal basados en el funcionamiento de la amplificación distribuida.

Primeramente, se considera un filtro transversal como el ilustrado en la figura 4.13, el cual presenta la siguiente ecuación de respuesta del filtro en el dominio de frecuencia [11]:

$$X_{TF}(\omega) = \sum_{k=1}^{N+1} G_k \exp(-j\omega \sum_{i=0}^{k-1} \tau_i), \quad (4.14)$$

donde G_k representa los valores de ganancia de *tap* del filtro y τ_i representa el retardo generado entre *taps*. La capacidad de diseño a través de diferentes grados de libertad del amplificador convencional facilita el desarrollo de filtros transversales mostrados en la figura 4.13, el cual no es fácil de realizar con componentes de microondas como mezcladores y circuitos de acoplamiento / división de potencia.

Ahora bien, en la figura 4.15 se presentan los dos posibles esquemas del amplificador distribuido para realizar funciones de filtrado transversal.

En referencia a la figura 4.15, cuando la propagación de la onda se realiza en dirección a la salida (ver etiquetas en figura 4.14) se presenta una ruta como la mostrada en la figura 4.15.a. Considerando que los tiempos de retardo en cada

sección de compuerta y drenador son distintos, se establece la siguiente expresión que describe el comportamiento temporal en el circuito distribuido:

$$\tau_k = \tau_{gk} - \tau_{dk} , \quad (4.15)$$

donde τ_k representa el tiempo de retardo de la k-ésima sección del filtro transversal y τ_{gk} y τ_{dk} representan el retardo generado por cada k-ésima sección del amplificador en las líneas de compuerta y drenador, respectivamente. La ecuación (4.15) representa la etapa de retardo diferencial del amplificador distribuido.

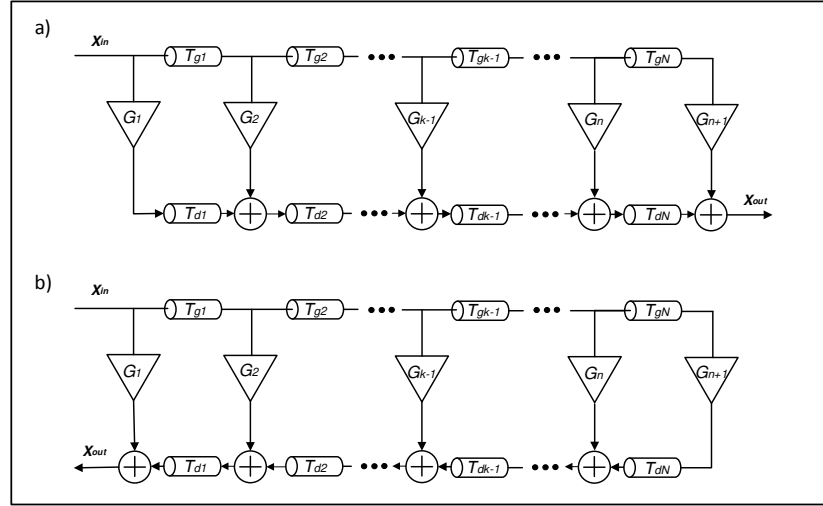


Figura 4.15: Topología presentes en la amplificación distribuida.

Cuando la propagación de la onda se realiza en dirección de contrasentido respecto a la salida (ver etiquetas en figura 4.14) se presenta una ruta como la mostrada en la figura 4.15.b. Considerando los tiempos de retardo en cada sección de compuerta y drenador, se establece la siguiente expresión que describe el comportamiento temporal en el circuito distribuido:

$$\tau_k = \tau_{gk} + \tau_{dk} , \quad (4.16)$$

donde τ_k representa el tiempo de retardo de la k-ésima sección del filtro transversal y τ_{gk} y τ_{dk} representan el retardo generado por cada k-ésima sección del amplificador para las líneas de compuerta y drenador, respectivamente. La ecuación (4.16) representa la etapa de retardo aditivo del amplificador distribuido.

De esta manera se logra establecer que el retardo entre etapas del filtro transversal es equivalente a cada topología del circuito amplificador, ya sea de retardo diferencial o retardo aditivo. En general, la topología propuesta puede presentar retardos desiguales en cada sección del circuito. La topología mostrada en la figura 4.15.b es la que cumple las necesidades de la presente tesis.

4.3.2 Modos de Propagación del Filtro Transversal Distribuido

Además del funcionamiento de los filtros transversales, se plantea que el filtro propuesto sea capaz de controlar la ganancia y signo de cada respuesta de *tap* y de esta manera aproximarse a las formas de onda necesarias para sintetizar las señales CDMA. Debido a la estructura de filtro propuesta es necesario generar señales diferenciales.

Los circuitos balanceados ideales son aquellos que responden únicamente a señales en modo diferencial, pero en la práctica los circuitos reales no son perfectamente balanceados lo que genera componentes en modo común y modo diferencial [12]. Las señales en modo común ingresan a las terminales de entrada de un circuito balanceado con la misma relación de amplitud y fase, obteniendo a la salida del componente diferencial la cancelación de la señal [12]. Las señales en modo diferencial mantienen una relación de fase inversa, es decir, la primera señal mantiene una diferencia de 180° respecto a la segunda en cuestión [12].

Se contemplan dos métodos para generar señales diferenciales en estructuras distribuidas. Primeramente, se describe el principio de operación de la celda de Gilbert y segundo, se describe a detalle el filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida (filtro DTF). Para este último, las líneas ATL del filtro actúan como una línea de par diferencial generando a la salida del filtro señales en modo común y diferencial.

4.3.2.1 Celdas de Gilbert

La celda de Gilbert es un componente electrónico que tiene la ventaja de controlar los niveles de amplitud e invertir la fase de una señal usando niveles de voltaje externos [5]. Debido a que el circuito de la celda es balanceado, las celdas de Gilbert permiten amplificar señales diferenciales y rechazar señales en modo común [5]. La figura 4.16 ilustra la estructura convencional básica de la celda de Gilbert.

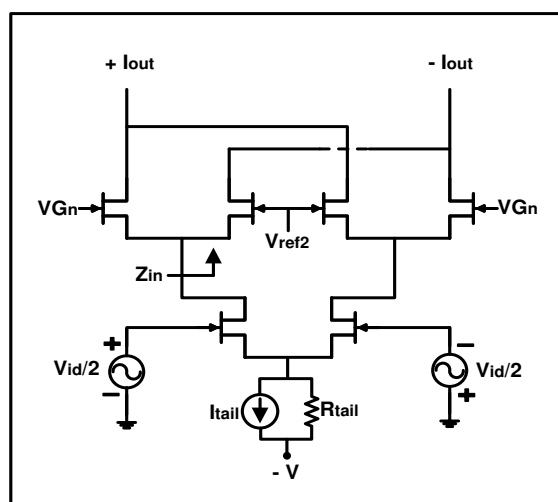


Figura 4.16: Estructura convencional de celda de Gilbert.

En referencia a la figura 4.16, las señales de RF denominadas $V_{id}/2$, en izquierda y derecha, alimentan a la celda con corriente diferencial. Los voltajes de control se denominan V_{G_n} y controlan los niveles de transconductancia para generar las correspondientes corrientes de salida denominadas en la estructura $+I_{out}$ e $-I_{out}$. La corriente diferencial que se presenta depende de las diferencias de las transconductancias de los dispositivos [5].

Dentro de los trabajos importantes en el ámbito de filtros transversales distribuidos y celdas de Gilbert se encuentran los realizados por Lee, J. y Freundorfer, P., en [13] y Wu, H., *et al.*, en [14]. Cada autor utiliza una variante de la estructura convencional de la celda de Gilbert. La figura 4.17 muestra las celdas propuestas por cada autor.

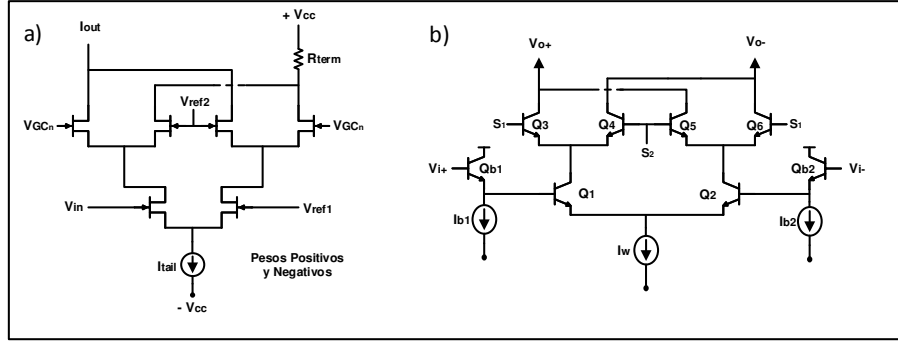


Figura 4.17: Celdas de Gilbert utilizadas por a) Lee y Freundhofer y b) Wu, et al.

La celda de Gilbert mostrada en la figura 4.17.a [13] se emplea en un filtro transversal distribuido de 5 *taps*. El filtro funciona como un ecualizador de espaciado fraccional (FSE) y presenta retardos iguales de 40 ps por *tap*. Se controlan las transconductancias de las celdas de Gilbert para generar ganancia positiva o negativa en la respuesta de cada *tap* del filtro. Se considera la salida del filtro en contrasentido de la línea de drenador (*reverse – gain mode*). La estructura FSE se utiliza para conformación de pulsos (*pulse shaping*) binarios aplicado a sistemas ópticos de alta velocidad. La celda de Gilbert mostrada en la figura 4.17.b [14] se emplea en un filtro transversal distribuido de 7 *taps*. El filtro actúa como un ecualizador FSE y presenta retardos iguales de 45 ps por *tap*. Las celdas de Gilbert generan los coeficientes de ecualización, es decir, los pesos de cada etapa de ganancia en el filtro [14]. Se modifican las fases de las ganancias para producir pesos con signo negativo en el filtro [14]. En general, el signo del pulso se implementa en el conjunto de transistores Q_3 , Q_4 , Q_5 y Q_6 (ver etiquetas figura 4.17.b). Se considera la salida del filtro en contrasentido de la línea de drenador (*reverse – gain mode*). Esta estructura se aplica como una solución a la compensación de dispersión en enlaces de fibra óptica de alta velocidad.

Dentro de las ventajas de la utilización de las celdas de Gilbert es que la celda se acopla directamente a las líneas ATL sin la necesidad de capacitores de acoplamiento.

Dentro de las desventajas esta la utilización de altos niveles de voltajes de polarización lo cual genera implementaciones imprácticas delimitando el número

de etapas del filtro transversal [5]. Otra desventaja es que la topología de cada celda de Gilbert utiliza un gran número de dispositivos activos, por ejemplo, seis en [13] y 8 en [14], y al trasladarse a una implementación de filtro transversal distribuido implica un análisis a pequeña señal extenso y complicado en cada etapa.

4.3.2.2 Principio de Operación Del Filtro Transversal Basado en El Concepto de Amplificación Distribuida

Se emplea la estructura de filtro transversal basado en la amplificación distribuida (DTF). Se utilizan dos líneas de transmisión artificiales de drenador como las líneas ATL de salida, en las cuales se obtienen las respuestas en modo común y modo diferencial del filtro. Por esta razón también se le conoce como Filtro Transversal de Doble Línea de Drenador. La estructura del filtro transversal distribuido para procesar señales CDMA se fundamenta en los trabajos [1] y [5]. En estos trabajos se delimita el funcionamiento del filtro en procesar señales bipolares en las etapas de codificación y decodificación. Una vez entendidos los conceptos anteriores, la figura 4.18 ilustra la estructura del filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.

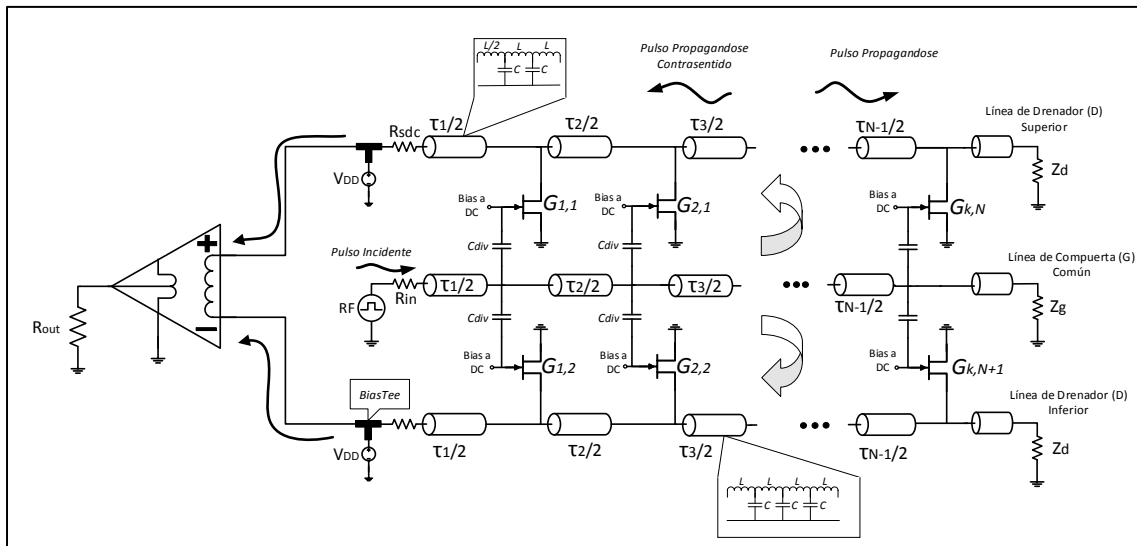


Figura 4.18: Estructura propuesta de filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida.

En referencia a la figura 4.18, la estructura presenta tres líneas de transmisión artificiales. La línea ATL que se encuentra en el centro es la línea de entrada al filtro DTF y se le llama línea de transmisión artificial de compuerta común (G). Las líneas ATL que se encuentran en la parte superior e inferior de la estructura son las líneas de salida del filtro DTF y se les llaman líneas de transmisión artificial de drenador (D) superior e inferior, respectivamente. Las estructuras periódicas de secciones T para las líneas ATL de compuerta común y de drenador se representan por cilindros.

Por facilidad en el diseño, el tiempo de retardo producido por las líneas ATL para cada *tap* se considera como la mitad del tiempo de retardo total para ese *tap*, es decir, $\tau_1/2, \tau_2/2, \dots, \tau_N/2$, como se observa en la figura 4.18. Por ejemplo, se necesita producir un tiempo de retardo de 6 ns en el primer *tap* del filtro DTF. Esto requiere de n secciones básicas T para producir 3 ns en la línea de compuerta común y requiere la misma cantidad de secciones básicas T en la línea de drenador, superior e inferior, para producir 3 ns. Por lo presentado en la ecuación (4.15), el tiempo de retardo generado en ambas líneas ATL del filtro DTF producirá, aproximadamente, el tiempo de retardo total del *tap* (≈ 6 ns).

Los circuitos de polarización a DC (*DC Biasing*) para cada amplificador no se ilustran en la figura 4.18 pero se considera que los amplificadores sean polarizados independientemente de los demás circuitos que actúan en el filtro DTF. Por cada amplificador se utilizan 2 fuentes de alimentación, una es para establecer el voltaje drenador – fuente (V_{DS}) y la otra para establecer el voltaje de control de compuerta – fuente (V_{GS}). Con esta última fuente se controla la transconductancia (g_m). Los valores de polarización deben respetar las curvas trazadas de la hoja de datos del fabricante del transistor HJ – FET ne3210s1. Se utilizan componentes *BiasTee* para alimentar a cada línea de drenador y así polarizar en V_{DS} a cada dispositivo activo del filtro. Por el mismo componente es posible recibir la señal de RF.

El principio de operación es el siguiente [1] [5], se ingresa un pulso de corta duración (angosto) a la entrada del circuito y se propaga a lo largo de toda la línea de compuerta común. El voltaje se deriva y acopla a las terminales de

compuerta de cada dispositivo activo de los *taps*. Estos voltajes son amplificados por los componentes activos de cada celda activa y acoplados a las líneas de drenador superior e inferior. A la salida, se considera el voltaje amplificado que se propaga en contrasentido de la estructura (ver etiquetas de la figura 4.18) para obtener retardo aditivo. Al finalizar la propagación del pulso en la línea de compuerta, la impedancia Z_g absorbe al pulso.

Debido a su estructura, la ganancia y el signo de la respuesta del filtro se obtienen gracias a los modos de propagación común y diferencial. Para un mayor entendimiento, la figura 4.19 ilustra el modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro DTF.

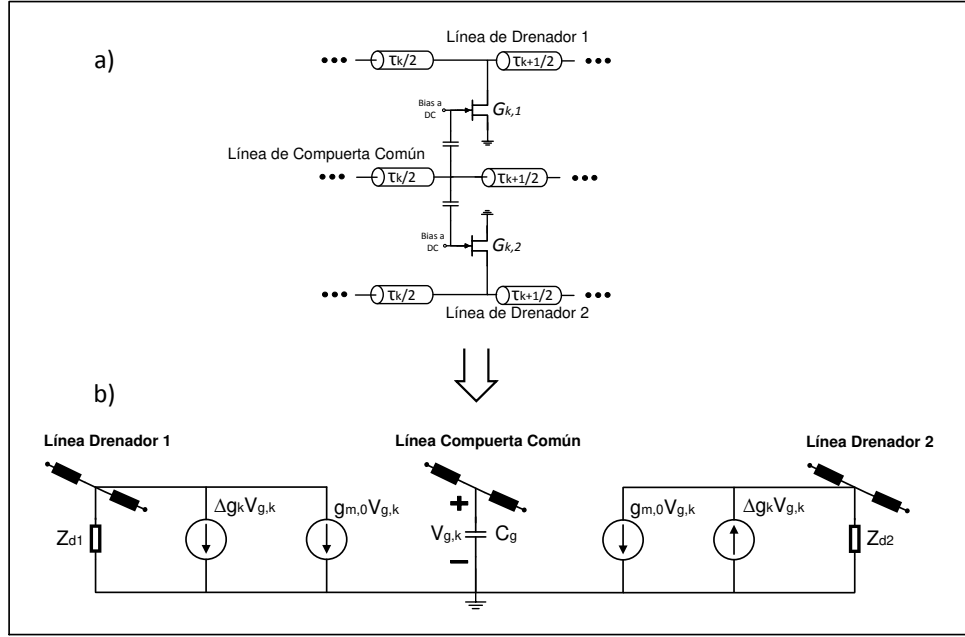


Figura 4.19: Modelo a pequeña señal de una celda de filtro DTF.

Como se observa en la figura 4.19.a, se requiere de dos etapas de amplificación para controlar la ganancia y el signo de cada *tap*. La figura 4.19.b ilustra ambas etapas de amplificación en una versión simplificada de su modelo a pequeña señal. La transconductancia de cada dispositivo activo ($G_{k,1}$ y $G_{k,2}$) se divide en una transconductancia de referencia y una transconductancia

incremental representadas por $g_{m,0}$ y Δg_k , respectivamente. Los valores de transconductancias se relacionan en las siguientes ecuaciones [1] [5]:

$$g_{max,k} = g_{m,0} + \Delta g_k , \quad (4.17.a)$$

$$g_{min,k} = g_{m,0} - \Delta g_k , \quad (4.17.b)$$

donde k representa k-ésimo *tap* del arreglo. La transconductancia de referencia, $g_{m,0}$, es el valor medio dentro del intervalo de transconductancias utilizadas en el FET. El valor incremental, Δg_k , es una variación de transconductancia simétrica respecto a la transconductancia de referencia, $g_{m,0}$. Estas ecuaciones determinan los niveles máximos y mínimos de transconductancia que presenta cada celda del filtro transversal. En el ajuste de ganancias, un voltaje de referencia V_{ref} en ambos componentes activos mantiene el incremento de transconductancia a cero, debido a que este voltaje genera la transconductancia de referencia $g_{m,0}$.

En referencia a la figura 4.19.b, en ambas líneas de drenador fluye corriente de referencia $g_{m,0}V_{g,k}$ que produce una onda en una sola dirección con amplitud y fase iguales. De igual manera, por ambas líneas de drenador fluye una corriente incremental $\Delta g_k V_{g,k}$ que produce una onda con misma amplitud, pero manteniendo un desfase de 180° . Se establece que la componente de corriente $g_{m,0}V_{g,k}$ es constante en todas las celdas activas. Por lo descrito, la corriente de referencia $g_{m,0}V_{g,k}$ genera la excitación en modo común en cada nodo de la estructura mientras que las variaciones simétricas de transconductancia, Δg_k , alrededor de $g_{m,0}$ en ambas líneas generan la excitación en modo diferencial [1] [5], obteniendo así la respuesta al pulso del filtro.

La transconductancia total por cada celda activa del filtro se determina por la siguiente ecuación [1] [5]:

$$G_k = g_{max,k} - g_{min,k} . \quad (4.18)$$

Por lo descrito, el filtro transversal de doble línea de drenador posee una línea de compuerta referida a tierra (*single – ended*) como entrada mientras que las dos líneas de drenador se pueden agrupar en un par de líneas acopladas que permitan la propagación de señales en modo común y modo diferencial (*differential – paired*) a la salida del filtro.

Por otro lado, en la figura 4.19.a se observan capacitancias de acoplamiento entre la línea de compuerta común y la terminal de compuerta de ambos dispositivos activos. Estas capacitancias se denominan C_{div} que, con una elección apropiada, permiten acoplar casi la totalidad del voltaje presente en la línea de compuerta a las terminales de compuerta de ambos transistores.

La figura 4.20 muestra el modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro DTF. Se observa la capacitancia C_{div} como una capacitancia en serie con la capacitancia C_{gs} de cada dispositivo activo.

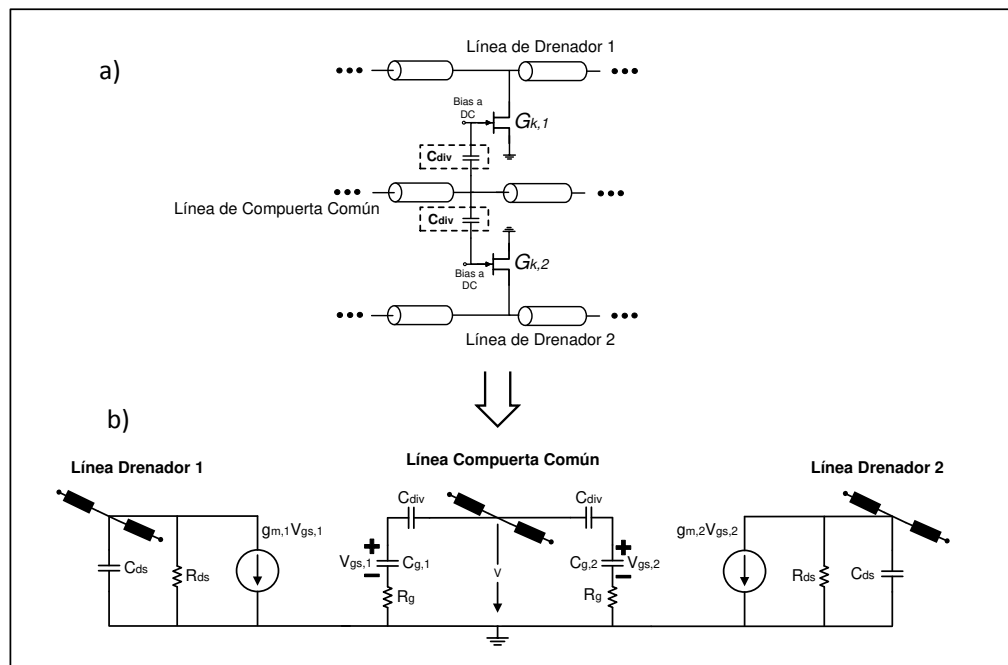


Figura 4.20: Modelo a pequeña señal de una celda activa del filtro transversal.
Se presenta la capacitancia en serie C_{div} .

En referencia a la figura 4.20, la onda de voltaje que se propaga por la línea de compuerta se acopla a ambas terminales de compuerta de los dispositivos activos, pasando a través de las capacitancias C_{div} . Para simplificar el modelo se realiza un divisor de voltaje en la capacitancia de entrada de los dispositivos activos con el objetivo de encontrar un factor M que multiplique a la capacitancia de entrada $C_{g,0}$. También, se elige un valor de capacitancia C_{div} que permita un acoplamiento casi constante de voltaje a la terminal de compuerta del FET.

Aplicando un voltaje de referencia en cada FET se asegura un incremento de transconductancia de 0 mS, entonces, el divisor de voltaje se realiza de la siguiente manera:

$$M = \frac{C_{div}}{C_{div} + C_{g,0}}, \quad (4.19)$$

donde $C_{g,0}$ es la capacitancia de entrada intrínseca del FET aplicando voltaje de referencia. Esta capacitancia, usualmente, es muy pequeña. La elección de C_{div} es tal que el factor M de la ecuación (4.19) sea aproximadamente la unidad cumpliendo que casi la totalidad del voltaje presente en la línea de compuerta se acople a las terminales de compuerta de los transistores. Cuando ambos dispositivos activos sean polarizados con voltajes de control distintos, se obtiene un divisor de voltaje para cada capacitancia de entrada ($C_{g,1}$ y $C_{g,2}$).

Esta capacitancia C_{div} también tiene funciones de bloqueo de DC. Al polarizar a DC las terminales de compuerta de cada FET y acoplando la línea de transmisión artificial de compuerta a estas terminales, la capacitancia C_{div} cumple con la función de desacoplar los voltajes de DC con la señal de RF presente en la línea de compuerta. De esta manera no se desacoplan elementos del filtro transversal.

Como se ha descrito, para obtener la respuesta al pulso del filtro DTF en ambas líneas de drenador se permite la propagación de señales en modo diferencial con bajo nivel de distorsión mientras que la señal en modo común se cancela por un circuito diferencial balanceado [15]. Esto se muestra en el circuito

diferencial balanceado de la figura 4.21 el cual cancela las respuestas en modo común mientras que las componentes en modo diferencial producen la respuesta al pulso del filtro. El voltaje a través de la resistencia de salida representa la respuesta del filtro. La figura 4.21 ilustra la etapa de salida con un circuito diferencial balanceado en la que se cancela la señal en modo común.

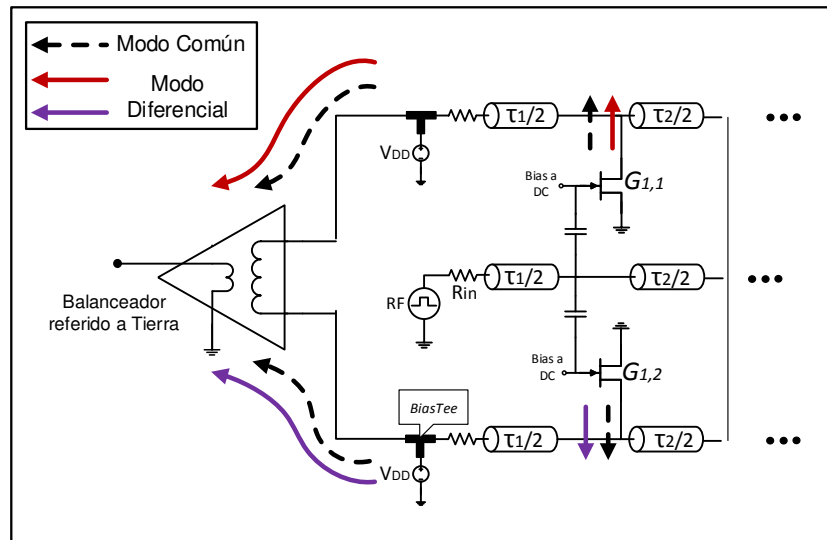


Figura 4.21: Ruta de las señales en modo común y diferencial.

En la figura 4.22 se presenta la formación de una señal bipolar (+1, -1). Si bien se observan respuestas fluctuantes y atenuadas en amplitud en ambas líneas de drenador, lo importante es la respuesta diferencial generada por el circuito balanceado. La atenuación de la onda diferencial puede ser compensada por las mismas ganancias de *taps*.

El proceso anterior describe como el filtro transversal basado en amplificación distribuida es capaz de generar una respuesta al pulso finita. Se multiplican versiones retrasadas del pulso por un valor de ganancia y se suman a la salida del filtro para obtener una respuesta al pulso. Básicamente, al ingresar un pulso angosto se intenta aproximar a una respuesta al impulso finita de los filtros transversales distribuidos.

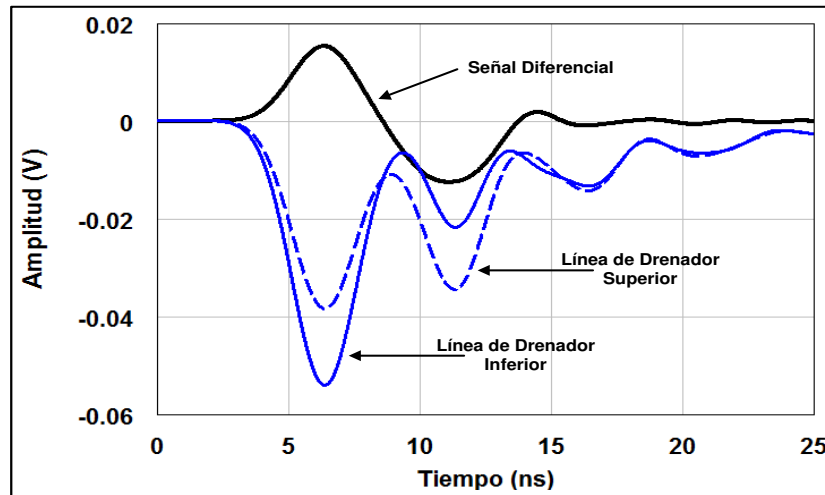


Figura 4.22: Generación de pulsos positivo y negativo, obtenida por simulación en AWR.

Dentro de las desventajas que tiene la doble línea de drenador es que se presentan pérdidas relacionadas con efectos de retroalimentación en los circuitos activos de cada *tap* [5].

Dentro de las características que ofrece la estructura es que presenta capacitancias de acoplo que, diseñadas de una manera correcta, permiten el acoplamiento casi total del voltaje que se propaga por la línea de compuerta, además de proveer un componente de desacoplo entre voltajes a DC y RF. Otra ventaja es la cantidad reducida de dispositivos activos en cada etapa, solamente dos transistores por etapa activa de filtro permitiendo un análisis a pequeña señal y un diseño relativamente sencillo [1].

CAPÍTULO 5

PROCESAMIENTO ELECTRÓNICO PARA APLICACIONES CDMA UTILIZANDO EL FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN EL CONCEPTO DE AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA

Hasta ahora se tienen reportado los primeros trabajos, [1] y [2], respecto al nuevo esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral, en el cual se procesan pulsos de amplitud multinivel. Las características de modulación analógica que presentan los filtros transversales permiten la síntesis de señales CDMA codificadas en fase.

El objetivo de este capítulo es entender a los sistemas CDMA de Codificación de Amplitud Espectral a través del procesamiento temporal que se realiza en los filtros transversales distribuidos, los cuales ya han sido aplicados en Secuencia Directa en [3] [4]. Se detalla el diseño y evaluación del filtro propuesto para sistemas DS – CDMA y SAE – CDMA. Por último, se estudia el proceso de correlación de una señal CDMA codificada en fase.

5.1 Procesamiento Temporal Utilizando Filtros Transversales Distribuidos

Los sistemas CDMA de Secuencia Directa y de Codificación de Amplitud Espectral, con los que se evalúa el filtro DTF en las siguientes secciones, emplean la característica de modulación de los filtros transversales para procesar pulsos de corta duración. La figura 5.1 presenta el uso de filtros transversales para procesar señales CDMA.

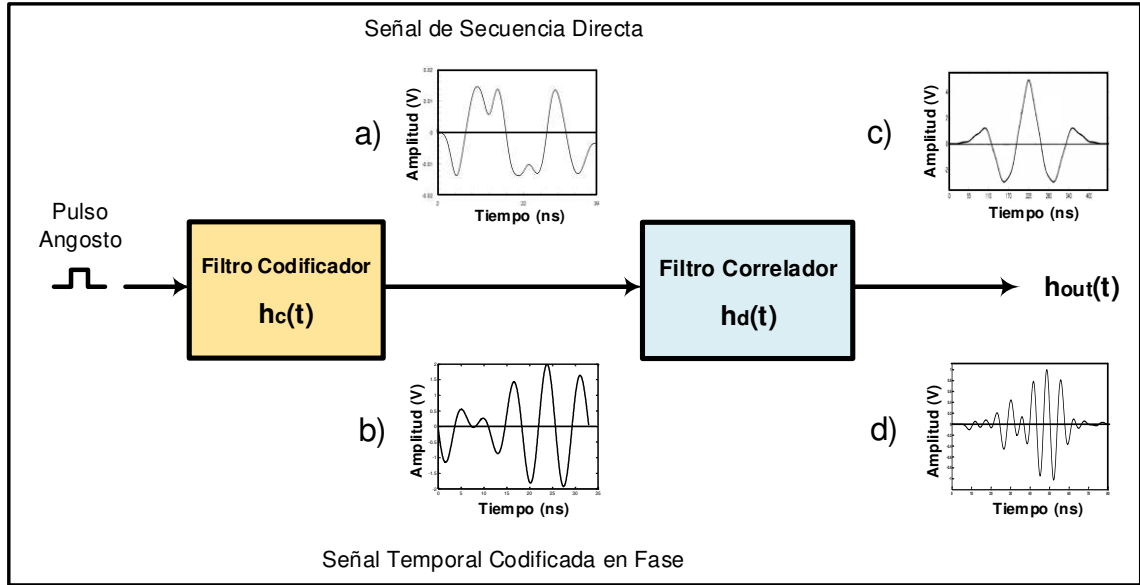


Figura 5.1: Esquema general para sistemas CDMA.

Como se observa, las etapas del codificador y correlador se realizan mediante filtros transversales. En la codificación, se ingresa un pulso de corta duración al filtro transversal de función $h_c(t)$ para codificar bits de información. La función de filtro se describe como la sumatoria de M versiones del pulso $p_k(t)$ retrasadas un tiempo τ_k y cada una multiplicada por un valor de ganancia a_k , tal como se muestra en la siguiente ecuación:

$$h_c(t) = \sum_{k=1}^M a_k p_k(t - \tau_k). \quad (5.1)$$

Como se observa en la figura 5.1.a, para una señal bipolar de Secuencia Directa, la respuesta $h_c(t)$ es una suma de pulsos con amplitud '+1' y '-1'. Como se observa en la figura 5.1.b, para una señal temporal codificada en fase, la respuesta $h_c(t)$ es una suma de pulsos con amplitud multinivel.

La respuesta impulsiva del filtro codificador para CDMA de Secuencia Directa, $h_c(t)$, representa la codificación con códigos Gold mientras que la respuesta impulsiva del filtro codificador para CDMA de codificación espectral, $h_c(t)$, representa la codificación con una señal temporal que depende de la característica de codificación espectral (amplitud y fase) de cada subbanda.

Se utiliza un filtro transversal como correlador cuya función de filtro es, $h_d(t)$. Se utiliza la ecuación 5.1 para encontrar la respuesta impulsiva $h_d(t)$. La respuesta del correlador a señales codificadas obedece a la siguiente ecuación:

$$h_{out}(t) = h_c(t) \otimes h_d(t), \quad (5.2)$$

donde $h_c(t)$ y $h_d(t)$ representan las respuestas al pulso de los filtros codificador y correlador, respectivamente. El símbolo \otimes representa el operador de correlación. La respuesta de correlación para Secuencia Directa se muestra en la figura 5.1.c. mientras que la respuesta de correlación para la señal temporal de codificación en fase se muestra en la figura 5.1.d. Como se observa en la figura 5.1.a, en la codificación en Secuencia Directa la modulación de código corresponde a una secuencia de pulsos que no presentan dos estados binarios, si no a pulsos limitados en frecuencia.

Uno de los objetivos centrales de la presente tesis es mostrar que las señales CDMA codificadas en fases pueden sintetizarse con muy buena exactitud mediante filtros transversales, ya que la limitante de tiempo de subida por ancho de banda puede cumplirse (con una síntesis adecuada) para la generación y correlación de señales. Así, la respuesta al pulso del filtro DTF se aproxima con la ecuación (3.9) y la correlación se aproxima con la ecuación (5.2). Descrito lo anterior, se destaca la versatilidad que pueden presentar los filtros transversales distribuidos para procesar pulsos de corta duración y, por modulación de código, obtener respuestas al pulso del filtro ya sea para señales de amplitud bipolar o de amplitud multinivel.

5.2 Análisis de Respuestas Temporales de Pulsos

Para conocer el comportamiento de un pulso angosto en una estructura de ancho de banda limitado se hace un análisis de respuestas temporales. Como se ha presentado en el capítulo 4, cuando un pulso angosto se propaga por una línea ATL, las respuestas transitorias presentan atenuación y dispersión temporal. Estos efectos se observan como el aumento del tiempo de subida (RT) del pulso

conforme este se propaga por la línea ATL, es decir, el pulso presentando degradación.

La figura 5.2 muestra las respuestas al pulso de *taps* independientes de un filtro DTF de 8 *taps* con retardos diferenciales entre pulsos iguales a 25 ps [3]. Por simulación circuital, las respuestas independientes en [3] obedecen a la tecnología MMIC. Por simulación en Matlab, las respuestas independientes se normalizan a un vector de 100 unidades de tiempo y se normalizan respecto al pulso de mayor amplitud. Se observa el comportamiento transitorio del pulso de entrada. En todo el intervalo de tiempo se observan oscilaciones que terminan atenuándose conforme el pulso se propaga por la estructura del filtro.

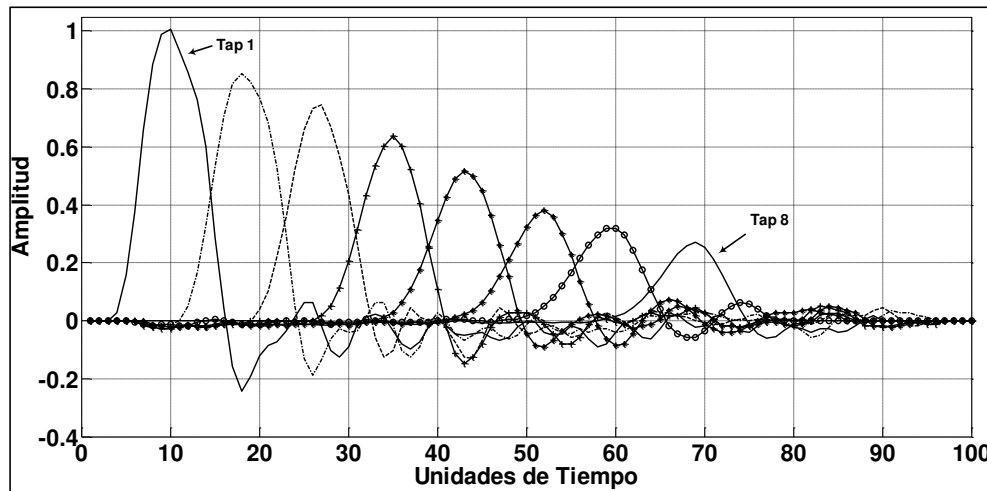


Figura 5.2: Respuesta al pulso de un filtro DTF de retardo entre taps de 25 ps.

Elmore, W. C., en [5] describe la manera de obtener el tiempo de subida de respuestas al pulso, como los presentados en la figura 5.2, debido a la relación existente con las respuestas al escalón. Este método fue propuesto para el análisis de amplificadores de banda ancha con características de fase lineal, por lo que permite describir las respuestas transitorias de los circuitos distribuidos.

La respuesta al escalón se obtiene por la integración en todo el intervalo de tiempo de la respuesta al pulso. Para comenzar, el tiempo de retardo (T_D) se obtiene con la siguiente ecuación [5]:

$$T_D = \int_0^{\infty} t e'(t) dt , \quad (5.3)$$

donde $e'(t)$ es la respuesta al impulso del filtro y t es el tiempo de la respuesta al impulso. El tiempo de subida (T_R) se obtiene con la siguiente ecuación [5]:

$$T_R^2 = 2\pi \int_0^{\infty} (t - T_D)^2 e'(t) dt , \quad (5.4)$$

donde $e'(t)$ es la respuesta al impulso del filtro, T_D es el tiempo de retardo y t es el tiempo de la respuesta al pulso. La figura 5.3 ilustra la relación entre la respuesta al impulso, $e'(t)$, y la respuesta al escalón, $e(t)$, como lo define Elmore, W. C., [5].

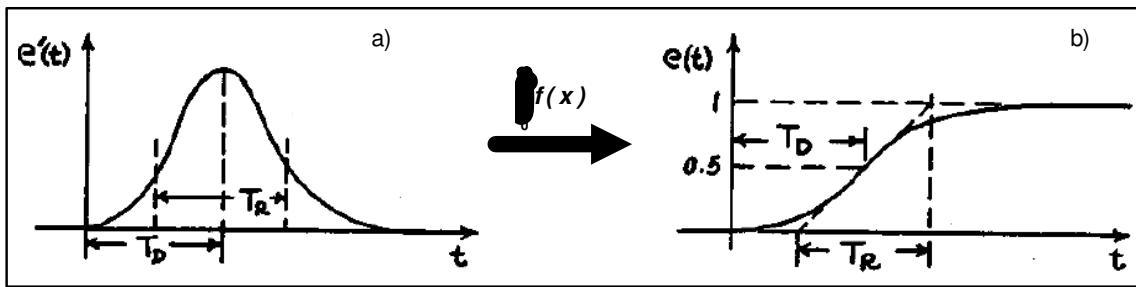


Figura 5.3: Definición de tiempo de retardo (T_D) y tiempo de subida (T_R) [5].

En la figura 5.3.a se muestran los tiempos de retardo y subida de una respuesta al pulso mientras que en la figura 5.3.b se presenta los tiempos de retardo y subida, pero en su respuesta al escalón. Presentada la relación, se obtienen las respuestas al escalón y sus correspondientes tiempos de subida. Se utiliza el software Matlab para procesar las respuestas transitorias de la figura 5.2. La figura 5.4 presenta las respuestas al escalón de cada respuesta de *tap* del filtro.

En referencia a la figura 5.4, el tiempo de subida se define como el tiempo en que la respuesta al escalón incrementa desde el 10 % hasta el 90 % de su valor final [5]. La tabla 5.1 resume los tiempos de subida de las respuestas al escalón de los pulsos independientes de la figura 5.2.

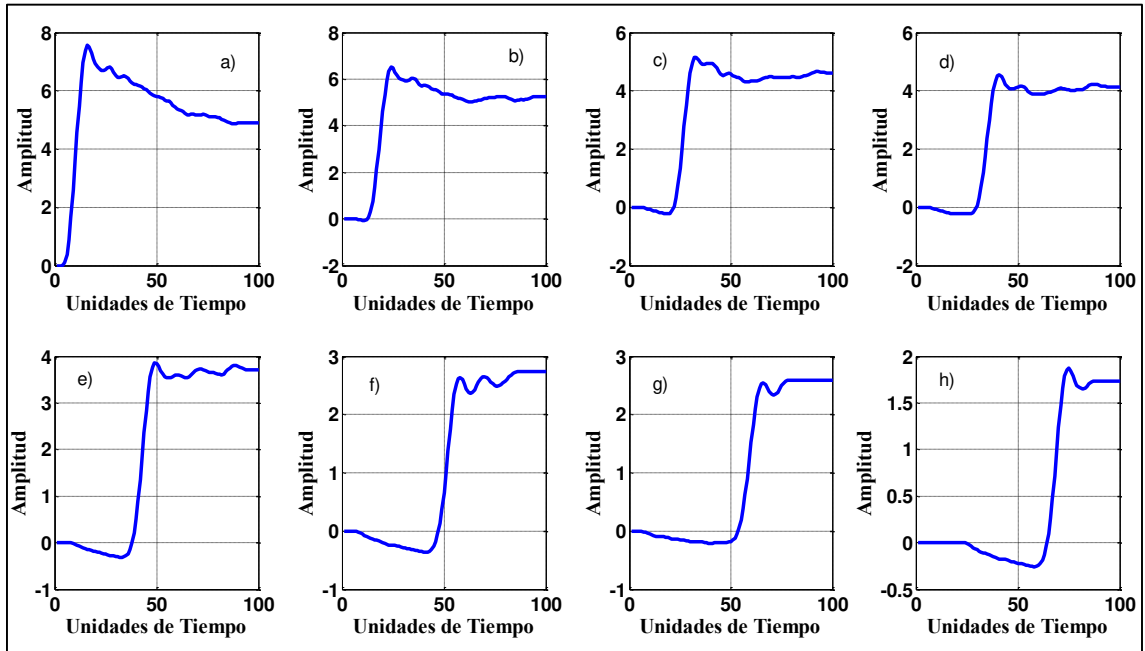


Figura 5.4: Respuestas al escalón de a) tap 1, b) tap 2, c) tap 3, d) tap 4, e) tap 5, f) tap 6, g) tap 7 y h) tap 8.

Originalmente, las respuestas transitorias de la figura 5.2 se obtienen de un filtro DTF cuya frecuencia de corte a 3 dB es de 40 GHz [3]. Debido a que en la presente tesis se trabaja a frecuencias máximas del orden de 200 MHz, los tiempos de subida se normalizan a un tiempo de 30 ns.

Tabla 5.1: Tiempos de subida normalizados a 30 ns.

Respuesta de tap	Tiempo de subida (100 unidades de tiempo)	Tiempo de subida (30 ns)
Tap # 1	4.6043	1.3813 ns
Tap # 2	5.6891	1.7067 ns
Tap # 3	5.7565	1.7269 ns
Tap # 4	6.0959	1.8287 ns
Tap # 5	6.7596	2.0278 ns
Tap # 6	7.0436	2.1130 ns
Tap # 7	7.7618	2.3285 ns
Tap # 8	5.9573	1.7871 ns

En referencia a la tabla 5.1, el efecto de degradación del pulso no se refleja en el *tap* 8 debido al desacoplo de impedancia del circuito con la resistencia de terminación en el filtro DTF. También, la restricción de ancho de banda intrínseca en los filtros DTF provoca que el pulso aplicado a la entrada, conforme se propaga por los *taps* de la estructura, presente dispersión temporal, es decir, aumento en su tiempo de subida (RT), como se observa en la tercera columna.

Debido a los resultados mostrados en la tabla 5.1, se espera que el efecto de la limitante de ancho de banda presente en los filtros DTF permita realizar la síntesis de señales CDMA codificadas en fase en la respuesta al pulso del filtro DTF. Es decir, para sintetizar señales del esquema de Secuencia Directa la respuesta al pulso se debe aproximar a formas de onda bipolares cuyos cambios de estado requieren que el pulso responda a transiciones rápidas, es decir, mantener un tiempo de subida muy bajo y constante conforme el pulso se propaga por el filtro, traduciendo esto a una característica de frecuencia ilimitada que los filtros analógicos no tienen. Por el contrario, para sintetizar señales del esquema electrónico de codificación espectral la respuesta al pulso se debe aproximar a formas de onda de amplitud variable cuyos cambios de estado requieren que el pulso responda a transiciones suaves. Es decir, se permiten aumentos de tiempo de subida que cumplan con la limitante de ancho de banda del filtro, lo que ayuda a la conformación de estas señales.

Por lo anterior, los filtros DTF limitados en frecuencia son capaces de procesar señales limitadas en frecuencia, como las utilizadas en el esquema SAE – CDMA, a comparación de las señales ilimitadas en frecuencia como las utilizadas en el esquema DS – CDMA.

5.3 Estudio de Celdas Activas para Filtro Transversal Distribuido

Se realiza el estudio de las celdas activas del filtro DTF. Se consideran circuitos amplificadores con transistores FET en configuración fuente – común. Se utiliza el dispositivo activo HJ – FET ne3210s01 el cual presenta una alta ganancia y una figura de ruido muy baja. Su frecuencia de corte (f_T) es de 22.5 GHz.

La figura 5.5 presenta el circuito de polarización considerado inicialmente en el diseño del filtro DTF. Los voltajes de operación V_{DS} y V_{GS} y la corriente I_D respetan los valores de la hoja de datos del fabricante.

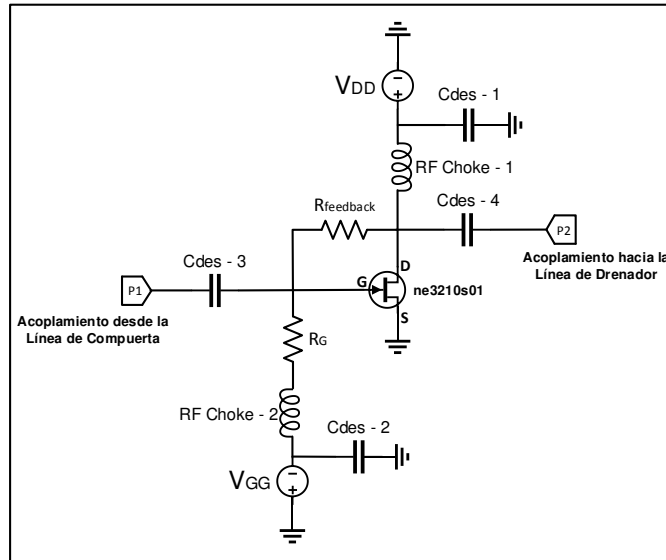


Figura 5.5: Circuito de polarización en configuración FET fuente – común.

Se emplean capacitancias de desacoplo para evitar interferencias provenientes de las respectivas fuentes de alimentación, $C_{des\ 1} = 0.1\ \mu F$ y $C_{des\ 2} = 0.1\ \mu F$ [6]. Se utilizan bobinas de bloqueo para la señal de RF, $RF_{Choke\ 1} = 15\ nH$ y $RF_{Choke\ 2} = 15\ nH$. Se utilizan capacitancias de desacoplo que evitan la interacción de voltajes de corriente directa con la fuente de señal RF, $C_{des\ 3} = 0.1\ \mu F$ y $C_{des\ 4} = 0.1\ \mu F$. Se utilizan puertos de entrada, P1, y salida, P2, a $50\ \Omega$ para la señalización de RF. Se completa el circuito con resistencias $R_G = 1\ k\Omega$ y $R_{feedback} = 10\ k\Omega$.

Los circuitos amplificadores de microondas deben ser estables en todo el intervalo de frecuencias de operación [7] [8]. Las condiciones de polarización, los elementos pasivos del circuito (R , L y/o C), los circuitos de acoplamientos e inclusive el transistor llegan a producir condiciones de inestabilidad lo que produce oscilaciones en el amplificador [7] [8].

Por lo anterior, analizar el circuito con la técnica de resistencia de retroalimentación puede generar un circuito más estable [7]. La figura 5.6 ilustra una red de 2 puertos para análisis de estabilidad. El circuito amplificador es considerado como una red de 2 puertos, el cual se analiza mediante sus parámetros de dispersión (parámetros S). Para estudiar la estabilidad de los amplificadores se utiliza el método de trazado de Círculos de Estabilidad [7] [8].

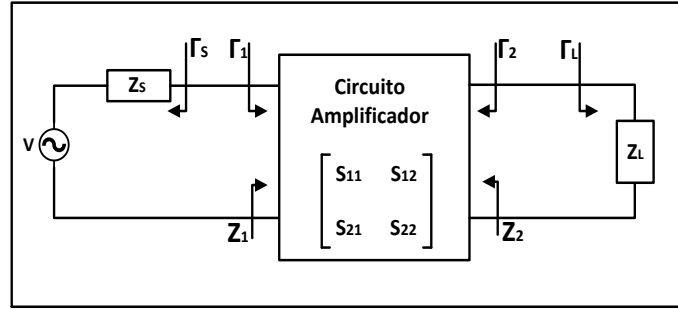


Figura 5.6: Circuito amplificador como una red de 2 puertos, configuración para su análisis de estabilidad.

Considerando la figura 5.6, se deben encontrar condiciones de diseño para que los valores de reflexión de carga, Γ_L , aseguren un coeficiente de reflexión, $|\Gamma_1|$, en el puerto de entrada al amplificador menor a 1. Se deben encontrar condiciones de diseño para que los valores de reflexión de fuente, Γ_S , aseguren un coeficiente de reflexión, $|\Gamma_2|$, en el puerto de salida del amplificador menor a 1. Lo anterior se representa con la siguiente formulación [7] [8]:

$$|\Gamma_1| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}-\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| = \left| \frac{S_{11}-\Delta\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \right| < 1, \quad (5.5)$$

$$|\Gamma_2| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}-\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \right| = \left| \frac{S_{22}-\Delta\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \right| < 1, \quad (5.6)$$

donde Δ es el determinante $S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Se conoce que los coeficientes de reflexión en la carga y fuente presentan las siguientes ecuaciones [9]:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (5.7)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad (5.8)$$

donde Z_L , Z_S y Z_0 representan la impedancia de carga, de fuente y característica, respectivamente. Al momento de cumplir ambas condiciones, (5.5) y (5.6), se dice que el circuito es Estable Incondicionalmente mientras que si solamente se cumple una de las dos condiciones se dice que el circuito es Estable Condicionalmente [7] [8]. Básicamente, los círculos de estabilidad permiten encontrar valores de impedancia de carga y fuente de diseño que generen coeficientes de reflexión en el puerto de entrada y salida del circuito amplificador, respectivamente, menor a 1.

El software AWR genera el trazado de círculos de estabilidad y facilita la obtención de estos valores. El proceso es dibujar círculos de estabilidad en el plano de carga, Γ_L , y fuente, Γ_S , de magnitud 1. Se analiza la estabilidad al considerar que tan adentro o que tan afuera se encuentran estos círculos de la Carta de Smith. La figura 5.7 muestra los círculos de estabilidad simulados a una frecuencia de operación desde 100 MHz hasta 22.5 GHz.

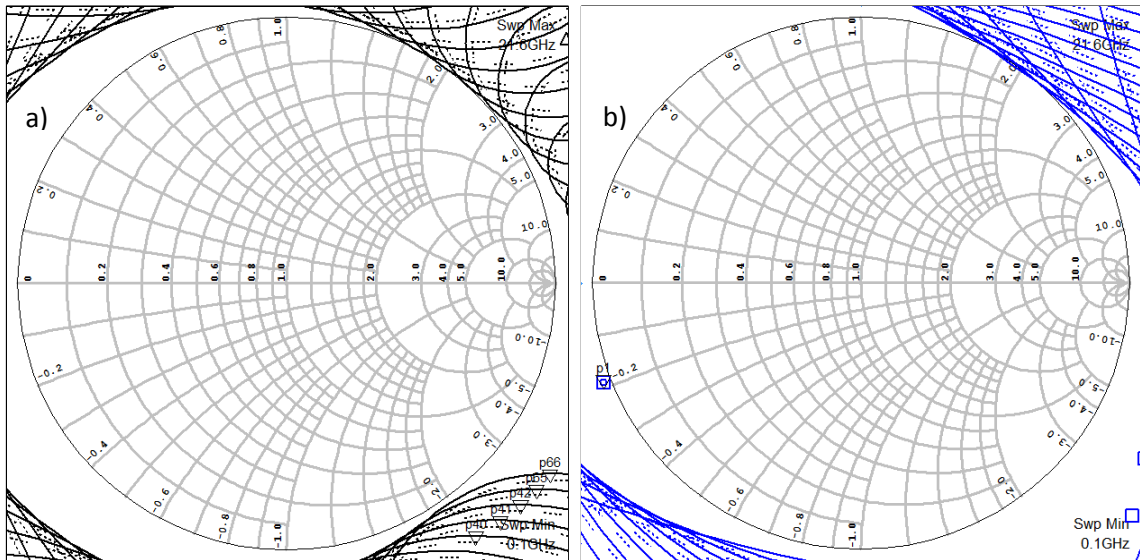


Figura 5.7: Círculos de estabilidad del circuito amplificador.

Los círculos se describen de la siguiente manera, en la figura 5.7.a se dibujan círculos de línea sólida y línea punteada en el plano de fuente, si los círculos de línea punteada se encuentran dentro de los círculos de línea sólida, todo el espacio que se encuentra por fuera de los círculos de línea sólida representa las condiciones válidas para obtener $|T_2| < 1$. En la figura 5.7.b se dibujan círculos con línea sólida y línea punteada en el plano de carga, si los círculos de línea punteada se encuentran dentro de los círculos de línea sólida, todo el espacio que se encuentra por fuera de los círculos de línea sólida representa las condiciones válidas para obtener $|T_1| < 1$.

Aproximadamente, a 4 GHz los círculos se acercan al contorno de la Carta de Smith. Por lo obtenido, el circuito es estable incondicionalmente para una combinación muy amplia de resistencias y reactancias.

Concluido el análisis de estabilidad, se procede a seleccionar los valores de voltaje y transconductancia de referencia a utilizar en las celdas activas del filtro DTF. Se utiliza el software AWR para aplicar la técnica de extracción de parámetros del dispositivo activo ne3210s01. De esta manera se obtiene la relación de voltajes de control (V_{GS}) contra transconductancia (g_m). La técnica de extracción de parámetros emplea el modelo no lineal del FET, la figura 5.8.a presenta el circuito de polarización del transistor FET y en la figura 5.8.b se muestra el modelo esquemático no lineal TOM [10] del transistor.

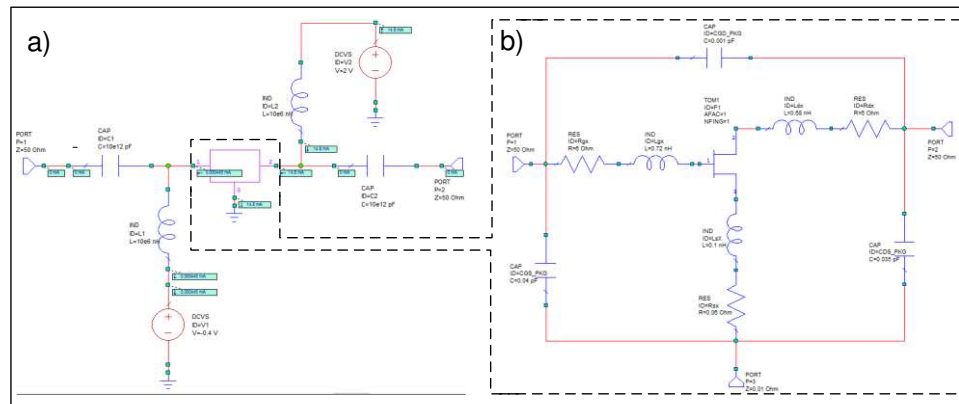


Figura 5.8: a) Esquema del circuito amplificador y b) modelo esquemático no lineal TOM.

Utilizando la técnica de extracción de parámetros, se obtiene el valor de transconductancia ($g_{m,0}$) de 79.07 mS para el voltaje de referencia (V_{Ref}) de -0.4 V. La figura 5.9 presenta un gráfico de voltaje de control (V_{GS}) contra transconductancia (g_m).

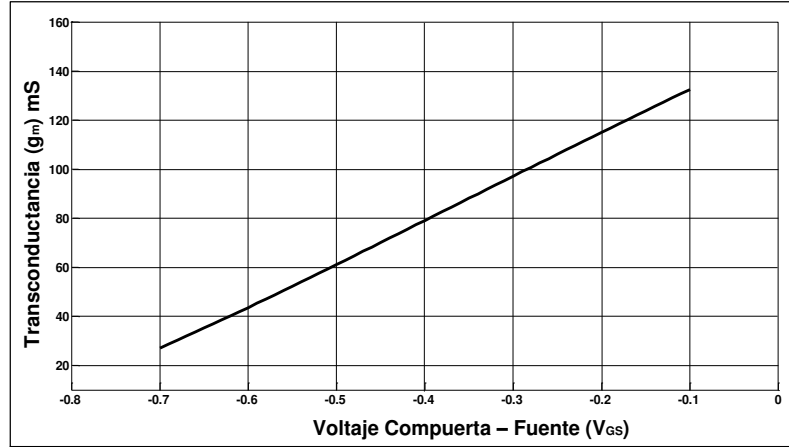


Figura 5.9: Gráfica de voltaje compuerta – fuente vs transconductancia.

El voltaje de control se delimita al intervalo de -0.2 v hasta -0.6 v debido a que en este intervalo se presentan niveles de corriente $I_D = 5$ mA hasta 30 mA que es el intervalo de corriente con el cual el modelo TOM es válido [10]. La figura 5.10 presenta el conjunto de voltajes de control ($V_{GS,k}$) aplicables para cada celda activa del DTF y así obtener la señal diferencial necesaria.

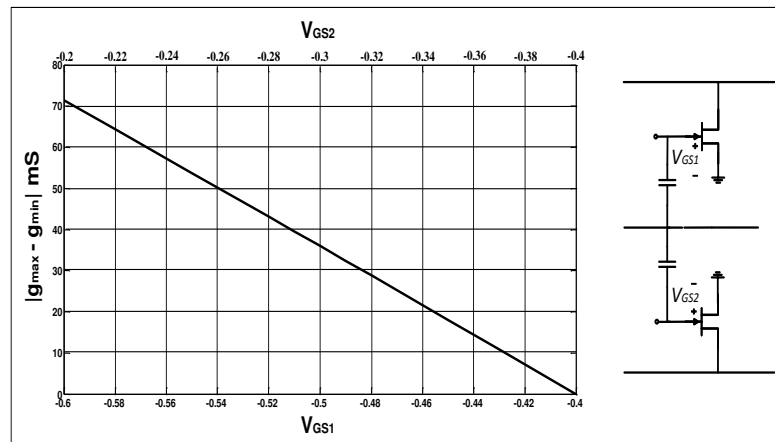


Figura 5.10: Voltajes de control para generar señal diferencial.

5.4 Filtro Transversal Aplicado a CDMA de Secuencia Directa

Uno de los objetivos de la presente tesis es mostrar que el filtro transversal distribuido es adecuado para procesar señales CDMA, es decir, que cumpla con el teorema de Nyquist (interferencia entre símbolos nula) [3]. De esta manera se conoce si el filtro DTF diseñado es capaz de procesar señales CDMA.

Como se ha descrito, en el diseño de un filtro DTF se distinguen las componentes circuitales empleadas para retardar y amplificar el pulso de entrada de aquellos componentes que limitan en frecuencia los pulsos que viajan por la estructura (ver figura 4.13).

Se ha encontrado que la aplicación de Identificación de Sistemas planteada en [11] permite corroborar el uso de filtros DTF para tales aplicaciones. Se realizan procesos de codificación y posterior correlación de señales digitales unipolares y bipolares. También, se procesan señales digitales de tres niveles. En ambos casos se emplea el concepto de secuencias recíprocas [12].

5.4.1 Consideraciones de Diseño Del Filtro Transversal Distribuido

La identificación de filtros transversales como un sistema binario ya ha sido estudiada en [3]. En la presente tesis se utilizan secuencias de máxima longitud, secuencias $-m$ [13], unipolares de longitud 7 y secuencias digitales de tres niveles de longitud 8, ambas son señales de prueba del sistema.

Una de las características del procesamiento CDMA de Secuencia Directa es que los filtros DTF presentan tiempos de retardo iguales entre *taps*, siendo las ganancias de *tap* el único parámetro variable. El presente diseño contempla tiempos de retardo iguales entre *taps*.

Para la implementación práctica, los componentes L y C deben presentar valores comerciales, además que dichos valores cumplan la relación de la impedancia característica $Z_o = \sqrt{L/C} = 50 \Omega$, o muy aproximado. Se emplean resistencias de terminación, Z_g y Z_d , de 50Ω para las líneas de transmisión artificiales. Se considera el uso de tecnologías de circuitos integrados monolíticos

(MIC) y de componentes de montaje superficial (SMD). Se considera el tiempo de *span* del filtro a 30 ns. Cada *tap* se conforma de 3 secciones básicas *T* en la línea de compuerta y 3 secciones básicas *T* en la línea de drenador, superior e inferior. Para las celdas activas, se emplea el conjunto de voltajes de control presentados en la figura 5.10.

Para fines de simulación, se emplean el software AWR para diseñar el filtro DTF y el software Matlab para realizar procesamiento externo a los resultados obtenidos en AWR. Por simulación circuital, cada componente *L* y *C* debe presentar un modelo equivalente de montaje superficial para simular elementos parásitos y así acercarse a un comportamiento real.

5.4.2 Diseño Del Filtro Transversal Distribuido

Primeramente, se trabaja con la secuencia – *m* de longitud 7. Se diseña una línea de transmisión artificial para la línea de compuerta y esta estructura se replica para las dos líneas de drenador. Se ajustan los *taps* del filtro DTF para obtener la representación bipolar de la secuencia – *m* en su versión inversa en tiempo, representada por (+1, -1, +1, -1, -1, +1, +1). En la sección 5.4.4 se detallan las secuencias digitales unipolares y de tres niveles a utilizar.

Primero, se obtiene el ancho del pulso de entrada, se divide el tiempo de *span* (30 ns) entre 7 *taps* resultando en 4.286 ns. Después, se obtiene el tiempo de retardo por sección, el ancho de pulso se divide entre 6 (que es la cantidad mínima de secciones básicas *T* para evitar interferencia entre pulsos, como se describe en el capítulo 4, sección 4.2.2) resultando en 0.7142 ns. Sustituyendo el tiempo de retardo en la ecuación (4.7) se obtiene la frecuencia de corte de Bragg de la línea de transmisión artificial:

$$f_{c,Bragg} = \frac{1}{\pi\tau_d} = \frac{1}{\pi(0.7142 \text{ ns})} = 445 \text{ MHz} , \quad (5.9)$$

donde la frecuencia de corte de Bragg es la máxima frecuencia utilizable por las líneas ATL. Se obtiene el ancho de banda de las líneas ATL, siendo la frecuencia de corte a 3 dB, como la mitad de la frecuencia de corte de Bragg resultando en,

aproximadamente, 222 MHz. Se calculan los parámetros de diseño L y C con las ecuaciones (4.8) y (4.9):

$$L = \frac{2R_o}{2\pi(f_{c,Bragg})} = \frac{50 \Omega}{\pi(445 \text{ MHz})} = 35.71 \text{ nH} , \quad (5.10)$$

$$C = \frac{2}{(R_o)2\pi(f_{c,Bragg})} = \frac{1}{(50 \Omega)(\pi)(445 \text{ MHz})} = 14.28 \text{ pF} . \quad (5.11)$$

Por las consideraciones de implementación, los valores de L , $L/2$ y C finales son: 39 nH, 18 nH y 15 pF, respectivamente. La línea de compuerta se conforma de 21 secciones básicas T , la línea se termina con una resistencia de 50 Ω . De igual manera, las líneas ATL de drenador superior e inferior se conforman de 21 secciones básicas T , empleando los mismos valores de L y C utilizados en la línea de compuerta. Ambas líneas terminan con una resistencia de 50 Ω . En total, el filtro transversal se compone de 63 secciones T .

Se comprueba la impedancia característica en las líneas del filtro DTF con la siguiente ecuación:

$$Z_o = \sqrt{L/C} = \sqrt{39 \text{ nH}/15 \text{ pF}} = 50.99 \Omega , \quad (5.12)$$

el cual es un valor muy aproximado a 50 Ω . Por la ecuación (4.5), se comprueba el tiempo de retardo de cada sección T del filtro DTF:

$$\tau_d = Z_o C = (50.99 \Omega)(15 \text{ pF}) = 0.7648 \text{ ns} . \quad (5.13)$$

Se elige un valor de resistencia disipativa de 13 Ω , la cual se conecta en serie con la capacitancia C en *shunt* de cada punto de acoplamiento de la línea de compuerta común hacia las líneas de drenador. Esto con el fin de obtener pulsos transitorios más simétricos, de fase más lineal y con menos oscilaciones en las componentes transitorias. Se omite el acoplamiento de resistencia disipativa en las líneas de drenador.

Se busca el perfil del pulso angosto a la entrada del filtro, por lo tanto, se utiliza la relación de frecuencia de corte a 3 dB ($f_{c,3dB}$) con el tiempo de subida ($t.r.$) para encontrar el valor inicial del tiempo de subida del pulso entrante:

$$(t.r.)x(f_{c,3dB}) \cong 0.35 , \quad (5.14)$$

$$(t.r.) \cong \frac{0.35}{222 \text{ MHz}} = 1.57 \text{ ns} . \quad (5.15)$$

De esta manera es posible utilizar un pulso de tiempo de subida y tiempo de bajada igual a 1.57 ns, completando el pulso con 1.146 ns. La figura 5.11 ilustra la respuesta al pulso del filtro DTF de 7 taps.

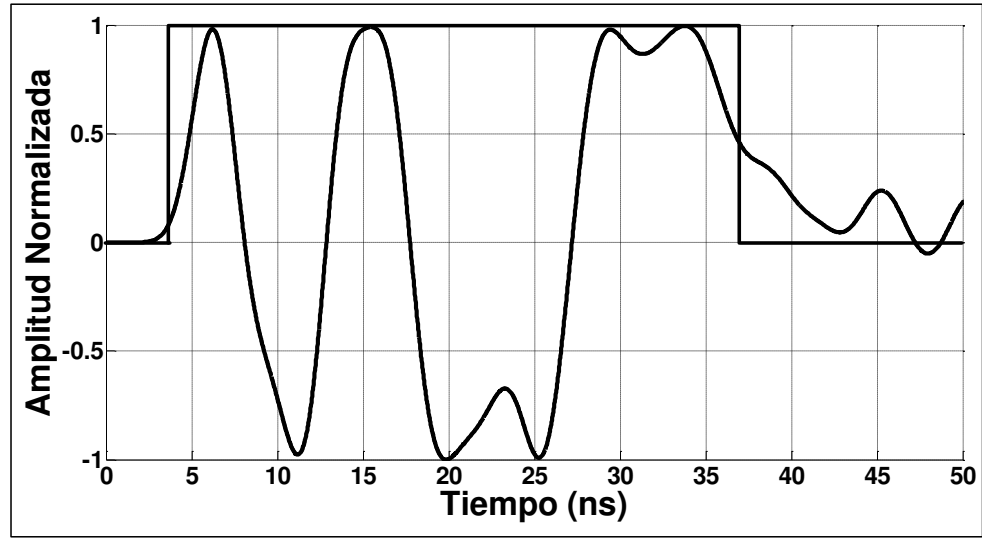


Figura 5.11: Respuesta al pulso del filtro DTF, ancho de pulso 4.286 ns.

El ancho del pulso de entrada se debe considerar como la relación de ancho de bit entre la cantidad de taps. En la figura 5.11 se presenta una función ventana de ancho de bit igual a 33.6 ns. De esta manera, el ancho pulso que genera la respuesta del filtro resulta en 4.80 ns. La figura 5.12 presenta la nueva respuesta al pulso del filtro de 7 taps.

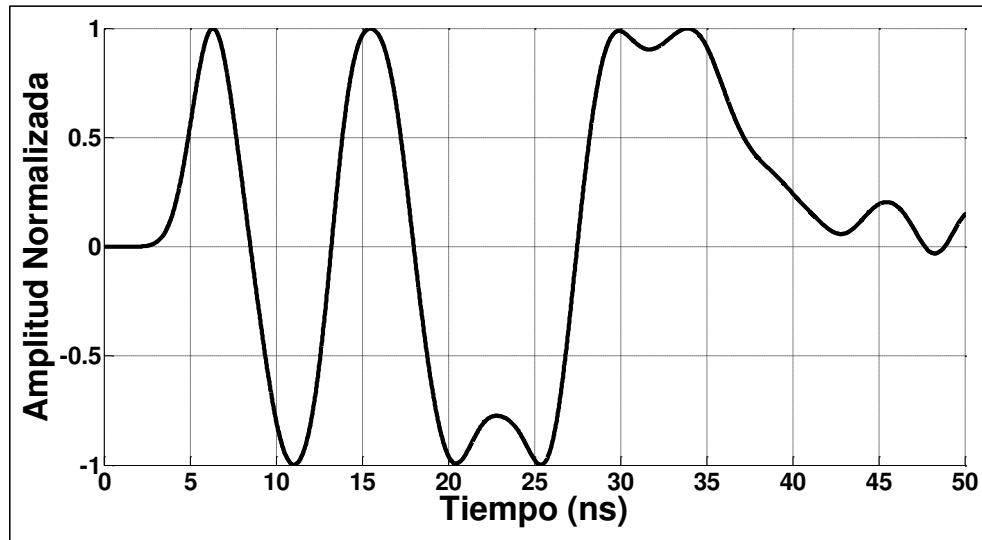


Figura 5.12: Respuesta al pulso del filtro DTF, ancho de pulso 4.80 ns.

5.4.3 Concepto de Identificación de Sistemas

La figura 5.13 presenta el esquema generalizado de identificación de sistemas [11], considerado para la verificación del filtro transversal distribuido.

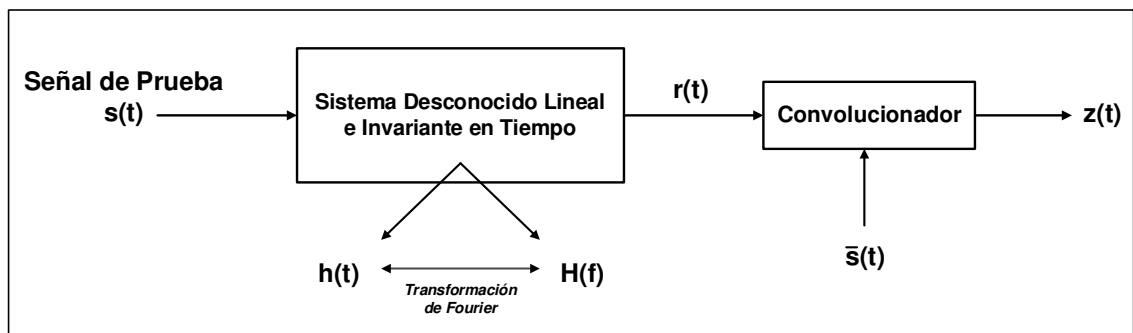


Figura 5.13: Método de identificación de sistemas generalizado.

A la entrada del sistema desconocido se aplica una señal de prueba $s(t)$, donde se considera una secuencia – m y una secuencia digital de tres niveles de longitudes 7 y 8, respectivamente, representadas por pulsos rectangulares. El filtro identificador (Convolucionador) se representa por la parte digital del filtro DTF diseñado en la sección anterior. El sistema desconocido en la figura 5.13 se

representa por la parte analógica $H(f)$ del filtro diseñado, la limitante de ancho de banda. Se configura el filtro identificador con la señal recíproca $\bar{s}(t)$ conociendo que, debido a los conceptos de Al-Dabbagh en [12], la señal recíproca se obtiene de la señal de prueba $s(t)$. A la salida del filtro identificador se obtiene un estimado, $z(t)$, de la respuesta impulsiva del sistema desconocido. Espectralmente, esto se representa con la siguiente relación:

$$Z(f) = H(f) \cdot S(f) \cdot \bar{S}(f), \quad (5.16)$$

donde $H(f)$, $S(f)$ y $\bar{S}(f)$ representan el ancho de banda del filtro, la señal de prueba y la señal recíproca, respectivamente. Los dos últimos términos de la ecuación (5.16) presentan la relación:

$$S(f) \cdot \bar{S}(f) = 1, \quad (5.17)$$

cuya transformada inversa de Fourier (IFT) se representa como:

$$s(t) \otimes \bar{s}(t) = \delta(t), \quad (5.18)$$

donde \otimes representa el proceso convolución y $\delta(t)$ representa la función *Delta de Dirac*. Si se cumplen las relaciones planteadas en las expresiones (5.17) y (5.18), se dice que $s(t)$ y $\bar{s}(t)$ forman el Par de Secuencias Recíprocas [11]. Por las ecuaciones anteriores, la identificación del sistema es posible si se obtiene una respuesta impulsiva en el proceso de convolución de la señal de prueba $s(t)$ con su señal recíproca $\bar{s}(t)$.

Idealmente, para obtener la respuesta impulsiva del sistema desconocido representada por la función *Delta de Dirac*, el filtro transversal (Convolucionador, ver figura 5.13) debe presentar un ancho de banda infinito, lo que se traduce en un filtro transversal analógico con característica de frecuencia ilimitada, algo que estos filtros no poseen. Sin embargo, los filtros analógicos de ancho de banda limitado permiten obtener respuestas impulsivas como correlación de las

secuencias $-m$ y las señales digitales de tres niveles con sus respectivas secuencias recíprocas. Por la correlación aperiódica y periódica, se espera que $H(f)$ del filtro DTF diseñado sea lo suficientemente amplio para lograr mínima interferencia entre símbolos (ISI) en la respuesta impulsiva.

5.4.4 Prueba de Identificación al Filtro DTF Diseñado

Se definen el par de secuencias recíprocas para evaluar el filtro. Primeramente, se considera una secuencia $-m$ unipolar de longitud 7 como señal de prueba, representada por $s(t) = (1, 1, 0, 0, 1, 0, 1)$, cuya secuencia recíproca [12] es bipolar y se representa por $\bar{s}(t) = (+1, +1, -1, -1, +1, -1, +1)$. Después, se considera una señal digital de tres niveles de longitud 8 como señal de prueba, representada por $s(t) = (0, 1, 2, 2, 0, 2, 1, 1)$, cuya secuencia recíproca [12] es multinivel y se representa por $\bar{s}(t) = (-1, +2, +2, -1, +2, -1, -1, -1)$. En ambos casos, el filtro DTF se debe configurar con las versiones inversas en tiempo de las secuencias recíprocas $\bar{s}(t)$.

Una vez diseñado el filtro DTF se evalúa la característica de mínima interferencia entre pulsos presente en los sistemas CDMA de Secuencia Directa. La figura 5.14 ilustra las primeras 3 respuestas de *taps* independientes del filtro.

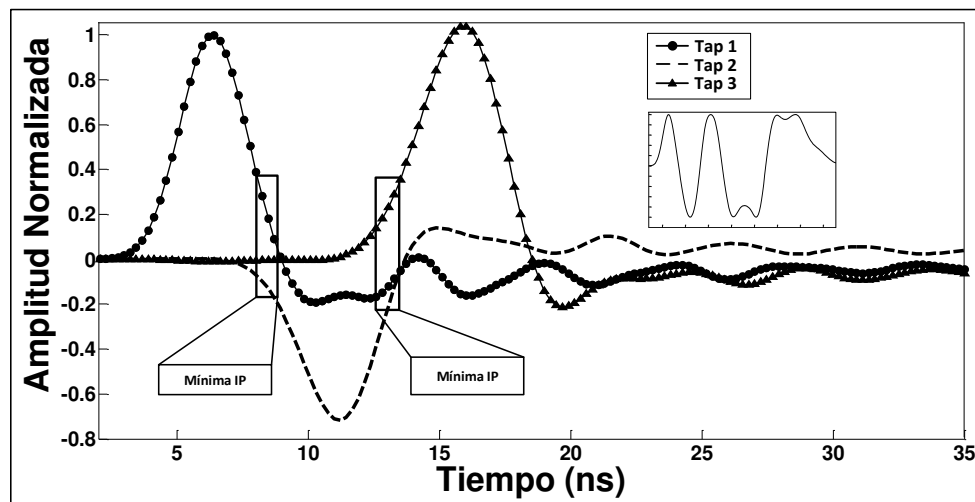


Figura 5.14: Respuestas de 3 taps independientes para una señal bipolar.

Las respuestas se obtienen al ajustar los valores de transconductancia de los primeros 3 *taps* a los valores de los primeros 3 elementos de la secuencia recíproca, (+1, -1, +1), mientras que el resto de los *taps* en el filtro se mantienen con el voltaje de referencia $V_{Ref} = -0.4$ V para generar 0 V en el circuito diferencial balanceado. Las amplitudes se encuentran normalizadas con respecto al pulso de mayor amplitud. Se denota la mínima interferencia entre pulsos (IP) 2 y 1 y entre los pulsos 3 y 2. Se observa que parte de la energía de un pulso interfiere mínimamente con el pulso anterior. El pulso 2 presenta interferencia constructiva con la respuesta oscilante del pulso 1, lo cual contribuye a la generación del valor de amplitud del pulso 2.

Por lo anterior se concluye la viabilidad de construir un filtro transversal distribuido con los parámetros de diseño presentados y capaz de producir pulsos independientes con mínima interferencia entre ellos. Se espera que las respuestas de correlación aperiódica y periódica cumplan con la mínima interferencia entre símbolos.

Como se observa en la figura 5.12, las ganancias de *tap* se ajustan para que la respuesta al pulso del filtro DTF se aproxime a la versión inversa en tiempo de la secuencia recíproca, $\bar{s}(t)$, de la secuencia - m (señal de prueba). Para realizar la correlación aperiódica se ingresa la secuencia - m en forma de pulsos rectangulares cuyos elementos de secuencia obedecen a un ancho de pulso de 4.80 ns. Por otro lado, para realizar la correlación periódica se utilizan más de dos periodos de la secuencia - m, cumpliendo con 168 ns de tiempo para 5 periodos de la secuencia de prueba.

Se ajustan los valores de transconductancia de las celdas activas en cada *tap* del filtro para aproximar su respuesta al pulso a una señal bipolar (ver la figura 5.12). Se aplican las secuencias aperiódicas y periódicas a la entrada del filtro DTF para realizar funciones de correlación aperiódica y periódica, respectivamente.

La capacidad del filtro de procesar pulsos de corta duración se determina cuando los valores en amplitud de las respuestas impulsivas en la correlación aperiódica y periódica se mantienen iguales [3]. La figura 5.15.a presenta la

respuesta de correlación aperiódica mientras que la figura 5.15.b muestra la respuesta de correlación periódica.

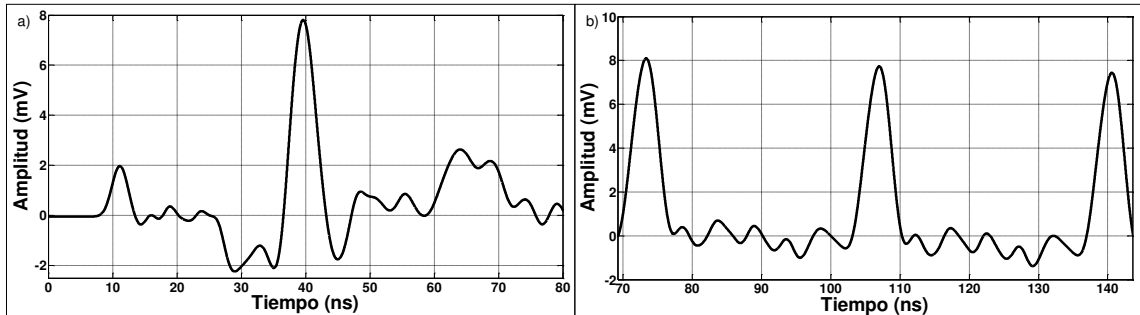


Figura 5.15: Respuestas de correlación a) aperiódica y b) periódica de secuencias recíprocas unipolares – bipolares.

En AWR, debido a que se involucran componentes activos y pasivos en el diseño del filtro DTF las respuestas se obtienen por simulación temporal usando la técnica de Balance Armónico (HB). El ambiente de simulación en AWR se configura con un periodo de repetición de 1,000 ns. El valor de amplitud de la respuesta de correlación aperiódica es de 7.8 mV mientras que la respuesta de correlación periódica presenta valores de amplitud alrededor de 7.8 mV. Por los resultados mostrados se concluye que la respuesta impulsiva periódica de la parte analógica del filtro DTF, $H(f)$, logra la interferencia entre símbolos (ISI) nula debido a que las respuestas de correlación aperiódica y periódica presentan igual valor de amplitud en fase.

Una vez evaluado el filtro para secuencias – m de longitud 7, el procedimiento se extiende para secuencias digitales de 3 niveles de longitud 8. Se considera el mismo diseño de filtro DTF, únicamente se agregan 6 secciones básicas T para formar otro *tap* en el filtro. Con la adición del *tap*, el tiempo de *span* aumenta, pero el ancho de pulso no se modifica (≈ 4.80 ns).

Las ganancias de *tap* se ajustan para que la respuesta al pulso del filtro DTF se aproxime a la versión inversa en tiempo de la señal recíproca, $\bar{s}(t)$, de la secuencia digital de tres niveles. La figura 5.16 ilustra la respuesta al pulso del filtro DTF.

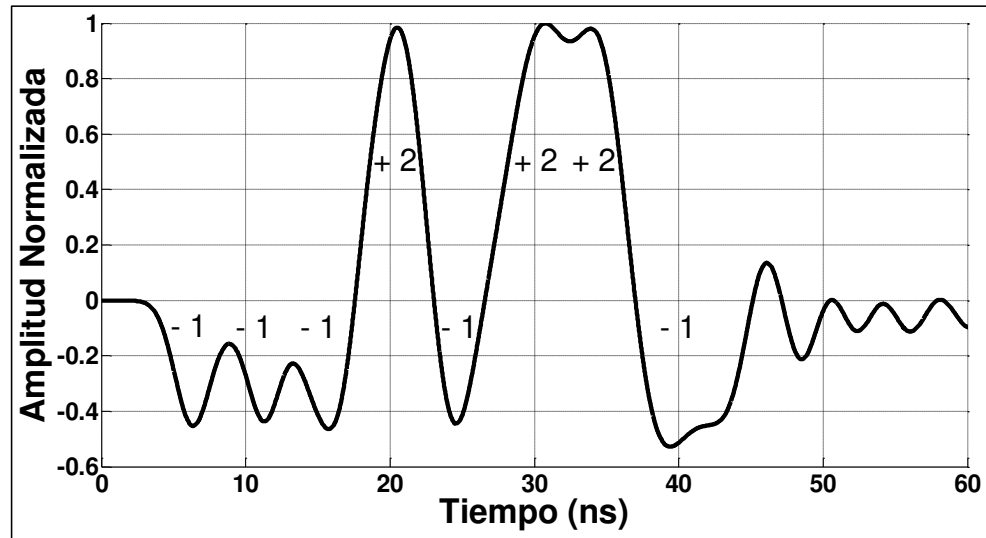


Figura 5.16: Respuesta al pulso del filtro DTF, secuencia de 3 niveles.

Para realizar la correlación aperiódica se ingresa la secuencia digital de tres niveles en forma de pulsos rectangulares cuyos elementos de secuencia obedecen a un ancho de pulso de 4.80 ns. Por otro lado, para realizar la correlación periódica se utilizan más de dos periodos de la señal de tres niveles, cumpliendo con 192 ns de tiempo para 5 periodos de la secuencia de prueba.

Se ajustan los valores de transconductancia de las celdas activas en cada *tap* del filtro para aproximar su respuesta al pulso a una señal digital de tres niveles (ver la figura 5.16). Se aplican las secuencias aperiódicas y periódicas a la entrada del filtro DTF para realizar funciones de correlación aperiódica y periódica, respectivamente.

De igual manera, la capacidad del filtro de procesar pulsos de corta duración se determina cuando los valores en amplitud de las respuestas impulsivas en la correlación aperiódica y periódica se mantienen iguales [3]. La figura 5.17.a presenta la respuesta de correlación aperiódica mientras que la figura 5.17.b muestra la respuesta de correlación periódica.

En referencia a la figura 5.17, se realiza simulación temporal con la técnica de Balance Armónico (HB) y el ambiente de simulación se configura con un periodo de repetición de 1,000 ns. El valor de amplitud de la respuesta de correlación aperiódica es de 10.04 mV mientras que la respuesta de correlación

periódica presenta valores de amplitud alrededor de 9.03 mV. Observar en la figura 5.17.b una línea punteada horizontal que representa el nivel de referencia de la respuesta impulsiva periódica la cual se encuentra 1 mV por debajo de la referencia original a 0 V. Lo anterior se debe al ambiente de simulación de Balance Armónico en el software AWR.

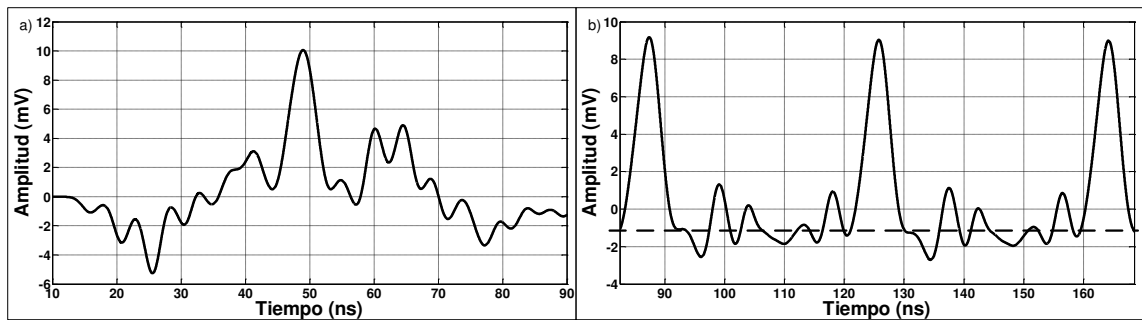


Figura 5.17: Respuestas de correlación a) aperiódica y b) periódica de secuencias recíprocas de tres niveles.

Al compensar el nivel de voltaje se obtiene la respuesta impulsiva periódica de 10.03 mV. Por lo mostrado se concluye que la respuesta impulsiva periódica de la parte analógica del filtro DTF, $H(f)$, logra la interferencia entre símbolos (ISI) nula debido a que las respuestas de correlación aperiódica y periódica presentan igual valor de amplitud en fase.

De esta manera, el filtro cumple con la evaluación del procesamiento electrónico de secuencias de amplitud bipolar – unipolar y secuencias digitales de tres niveles. Se concluye que el filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida es capaz de procesar señales CDMA.

5.5 Esquema Electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral [1] [2]

En esta sección se analiza un esquema de codificación espectral que requiere de un mayor número de grados de libertad en el diseño del filtro transversal distribuido.

Los filtros que modulan señales temporales codificadas en fase permiten mejorar la detección de señales CDMA, utilizando un esquema espectral. La figura 5.18 muestra la estructura del esquema SAE – CDMA, denotando las etapas de codificación y decodificación contempladas en la presente tesis.

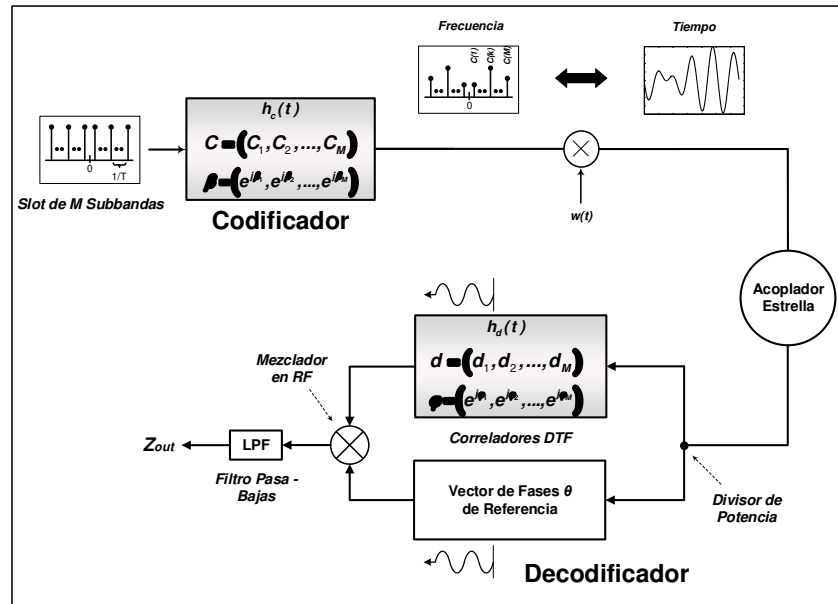


Figura 5.18: Esquema CDMA de codificación de amplitud espectral. Se consideran el codificador y correlador DTF, brazo superior.

En el capítulo 3, sección 3.4, de la presente tesis se introduce el concepto del sistema SAE – CDMA al definir señales dispersas en tiempo delimitadas en tiempo [14]. Estas señales también se conocen como señales temporales codificadas en fase. A continuación, se muestra el principio de operación del esquema SAE – CDMA, presentado en la figura 5.18. Aquí se muestra como un par codificador / decodificador, en donde la respuesta al pulso de cada filtro DFT se aproxima a la función de filtro formada por un vector de amplitud y fase, ecuación (3.9).

En referencia a la recepción, se presentan dos correladores. La potencia aplicada se divide para formar el par codificador / decodificador en cada brazo del bloque. En el brazo superior, la función de correlación emplea un vector de

fases de dirección $(\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n)$ que conllevan información de código PN utilizado por el codificador. Este vector provee la dirección del nodo receptor. Se emplea un vector de amplitudes, d_n , que se ajusta al valor de 1 para todas las subbandas. En el brazo inferior, la función de correlación emplea un vector de fases de referencia $(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)$ las cuales cambian las fases de las M subbandas de usuario. Las amplitudes se ajustan al valor de 1 para el conjunto de subbandas.

Ambos correladores espectrales se pueden sintetizar en filtros DTF. La respuesta temporal del correlador espectral del brazo superior se describe por la siguiente ecuación:

$$Z_\varphi(t) = \frac{1}{2} g(t) \sum_{n=1}^M c_n d_n \cos(\omega_n t - \Delta_{n,n}^\varphi) , \quad (5.19)$$

donde $g(t) = w(t) \otimes w(t)$, siendo \otimes el operador de correlación y $w(t)$ una función ventana con valor de $w(t) = 1$; $0 < t < T$ y $w(t) = 0$; en cualquier otro tiempo, siendo T el tiempo de *span* del filtro. También, $\Delta_{n,n}^\varphi = \beta_n - \varphi_n$. De la misma forma, la respuesta de correlación del brazo inferior, $Z_\theta(t)$, es similar a la ecuación (5.19), solamente se sustituye $\Delta_{n,n}^\varphi$ por $\Delta_{n,n}^\theta$.

Para el diseño de los filtros DTF en el bloque decodificador, se considera que ambos filtros presentan el mismo tiempo de *span* del filtro codificador con el fin que las respuestas de correlación de ambos brazos coincidan temporalmente, además, esto conlleva a un alineamiento en frecuencia de las subbandas del codificador / decodificador.

En referencia a la etapa del mezclador, ambas respuestas de correlación alineadas en tiempo se multiplican. A la salida del filtro pasa bajas (LPF), la siguiente ecuación representa la etapa de decodificación:

$$Z_{out} = \int_0^{2T} Z_\varphi(t) Z_\theta(t) , \quad (5.20)$$

donde $Z_\varphi(t)$ es la respuesta temporal de correlación del brazo superior y $Z_\theta(t)$ es la respuesta temporal de correlación del brazo inferior. Se considera la normalización de las señales al valor r.m.s para igualar la potencia de los usuarios en la red. Al sustituir las expresiones de las respuestas de correlación, $Z_\varphi(t)$ y $Z_\theta(t)$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$Z_{out} = \sum_{n=1}^M c_n^2 d_n \cos(\varphi_n - \theta_n) , \quad (5.21)$$

donde c_n^2 es el cuadrado de las amplitudes de las subbandas de usuario de la etapa de codificación. El término $\cos(\varphi_n - \theta_n)$ se refiere a los vectores de fase de ambos correladores de la etapa de decodificación.

Por la ecuación (5.21), las fases de las subbandas de usuario, β_n , se cancelan. Este vector no es importante en la decodificación [1] y en principio se construye de valores arbitrarios. El decodificador detecta únicamente la potencia de usuario ya que depende de los valores de amplitud de las M subbandas de usuario moduladas al elevarse al cuadrado. Por otro lado, para una decodificación bipolar (+1, -1) se necesita que la diferencia de fases en (5.21) resulte en 0 o π . Por lo tanto, este esquema se plantea como un detector de intensidad de subbandas de usuario.

Por lo planteado en las secciones 3.4 y 5.5 de la presenta tesis, el esquema SAE – CDMA se presenta como la base de diseño y prueba de los filtros transversales distribuidos. El objetivo de esta sección es diseñar un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida en el cual se pueda sintetizar una señal temporal codificada en fase y que, al diseñarse con una adecuada exactitud, logre una correlación impulsiva.

5.5.1 Códigos Hadamard

Kavehrad, M., y Zaccarin, D., en [15] sugieren ciertos códigos ortogonales que permitan cancelar por completo la interferencia de acceso múltiple (MAI). La descripción del esquema SAE – CDMA hace referencia a códigos PN Hadamard de corta longitud.

La tabla 5.2 presenta el conjunto de códigos Hadamard de longitud 4 correspondientes al vector de amplitudes del codificador y al vector de fases de dirección del decodificador.

Tabla 5.2: Códigos Hadamard de longitud 4.

Código Hadamard	Código Unipolar, c_n	Fases, φ_n, referenciadas a θ_1	Fases, φ_n, referenciadas a θ_2
(+1, +1, +1, +1)	(1, 1, 1, 1)	$(\pi/2, 0, \pi/2, 0)$	$(\pi/2, \pi/2, \pi/2, \pi/2)$
(-1, -1, +1, +1)	(0, 0, 1, 1)	$(-\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$	$(-\pi/2, -\pi/2, \pi/2, \pi/2)$
(+1, -1, -1, +1)	(1, 0, 0, 1)	$(\pi/2, \pi, -\pi/2, 0)$	$(\pi/2, -\pi/2, -\pi/2, \pi/2)$
(-1, +1, -1, +1)	(0, 1, 0, 1)	$(-\pi/2, 0, -\pi/2, 0)$	$(-\pi/2, \pi/2, -\pi/2, \pi/2)$

En la construcción del vector de fases de dirección se consideran dos vectores de referencia, un vector alternante $\theta_1 = (\pi/2, 0, \pi/2, 0)$ y un vector constante $\theta_2 = (\pi/2, \pi/2, \pi/2, \pi/2)$. Se ha reportado en [1] que el vector alternante logra un mejor rechazo a interferencia en comparación del vector constante, el vector alternante reduce la interferencia entre subbandas.

Se mapean los códigos Hadamard bipolares a su versión unipolar, es decir, '-1' se mapea a '0' y '+1' se mapea a '1'. La etapa de demodulación implica la detección de potencia de los usuarios, por lo tanto, se descarta el primer código Hadamard ya que se detecta con potencia diferente del resto de los códigos. Los códigos restantes se conforman de la misma cantidad de 1 y 0.

Por último, las fases de dirección φ_n se obtienen al mapear los códigos Hadamard bipolares a un conjunto de fases uniformemente espaciadas en el círculo unitario $(0, \pi, \pm \pi/2)$. Al emplear los vectores de fase de referencia, θ_1 y θ_2 , el vector de fase de dirección φ_n debe lograr que la relación $\cos(\varphi_n - \theta_n)$ resulte en el correspondiente elemento de código Hadamard '+1' o '1'. El Apéndice A presenta un conjunto de señales temporales codificadas en fase.

5.5.2 Resultados de Codificación SAE – CDMA [1]

En el esquema planteado en [1] se estudia el procesamiento electrónico basado en el desempeño de filtros transversales distribuidos aplicado al esquema SAE – CDMA. Se utilizan 5 subbandas de frecuencia ($M = 5$) para cada usuario y se emplean códigos Hadamard de longitud 4. Se utiliza la configuración de códigos Hadamard presentada en la tabla 5.2. Se considera la primera subbanda de usuario como cero ($c_1 = 0$) con el fin de mejorar el rechazo a interferencia de lóbulos laterales de las subbandas en el proceso de decodificación [1]. Por esto, el primer elemento de los vectores de fase de dirección y referencia se considera como cero ($\varphi_1 = 0$ y $\theta_1 = 0$). Por esta razón se considera $M = 5$ subbandas. Este esquema provee hasta 3 canales de transmisión de usuario.

Por resultados en [1], la figura 5.19.a ilustra la respuesta al pulso de un filtro transversal distribuido de 7 taps el cual sintetiza la función de filtro del vector de fases de referencia alternante $\theta_1 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. En la figura 5.19.b se ilustra las respuestas al pulso de un filtro transversal distribuido donde se sintetizan las funciones de filtro del vector de amplitudes para la codificación $c_4 = (0, 0, 1, 0, 1)$ y la función de filtro del vector de fases de dirección para la decodificación $\varphi_3 = (0, \pi/2, \pi, -\pi/2, 0)$. La función de codificación se compara con la función ideal.

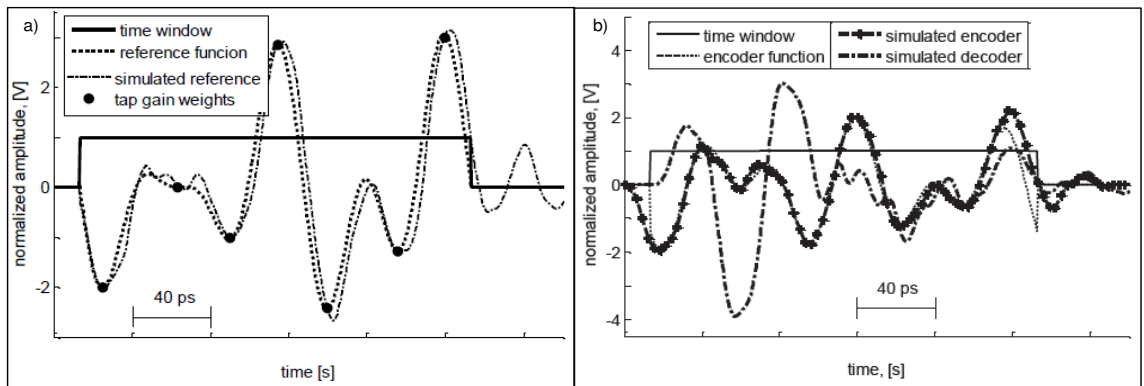


Figura 5.19: Respuesta al pulso de un filtro DTF. Se presenta en a) un filtro de siete taps sintetizando al vector de referencia alternante θ_1 . Se presenta en b) la síntesis de las funciones de codificación c_4 y decodificación φ_3 , comparando con la función ideal de codificación [1].

En referencia a la figura 5.19.a, se observa que máximo 3 marcadores de ganancia no coinciden en amplitud y tiempo entre la función del filtro DTF sintetizada (*simulated reference*) y la función ideal de referencia (*reference function*). En general, se observa buena correspondencia dentro del tiempo de *span* del filtro.

En referencia a la figura 5.19.b se observan discrepancias en los bordes de la función ventana que delimitan a la función de codificación (*encoder function*) y la respuesta del filtro DTF de codificación (*simulated encoder*). En general, algunas funciones de codificación y decodificación, en este caso $c_4 = (0, 1, 0, 0, 1)$, implican una representación temporal cuyos tiempos de inicio y final no coinciden en amplitud cero (ver Apéndice A). Al truncar una de estas señales en tiempo se presentan grandes variaciones de amplitud (ver Apéndice A) [1]. Al sintetizar en la respuesta al filtro se obtienen imprecisiones debido a que el tiempo de subida de los filtros DTF, por la limitante de ancho de banda, no permiten seguir las grandes variaciones de la señal truncada [1]. En los bordes de la función ventana se observa que la respuesta al pulso del filtro DTF no responde exactamente al tiempo de la señal truncada. Por el contrario, la función de filtro del vector de fases de dirección φ_3 presenta una correcta síntesis de la función φ_3 ya que se encuentra dentro del tiempo de *span*. Debido a lo anterior, el proceso de síntesis se evalúa por la precisión en que se aproxime la respuesta del filtro DTF a la función de filtro ideal.

Debido al resultado de las figuras 5.19.a y 5.19.b con las funciones de filtro del vector de fases de referencia θ_1 y del vector de fases de dirección φ_3 , respectivamente, se demuestra la viabilidad de emplear filtros transversales distribuidos para procesar señales de gran variación de amplitud, que representan la codificación espectral. Debido al resultado de la figura 5.19.b con la función de filtro del vector de amplitudes de usuario c_4 , en el proceso de decodificación se puede obtener bajo rendimiento en cuanto al rechazo de interferencia, como se observará en la figura 5.20.b.

En la figura 5.20 se muestran los resultados de rechazo de interferencia en un receptor al utilizar distintos vectores de dirección para nodos receptores, utilizando dos vectores de referencia, θ_1 y θ_2 .

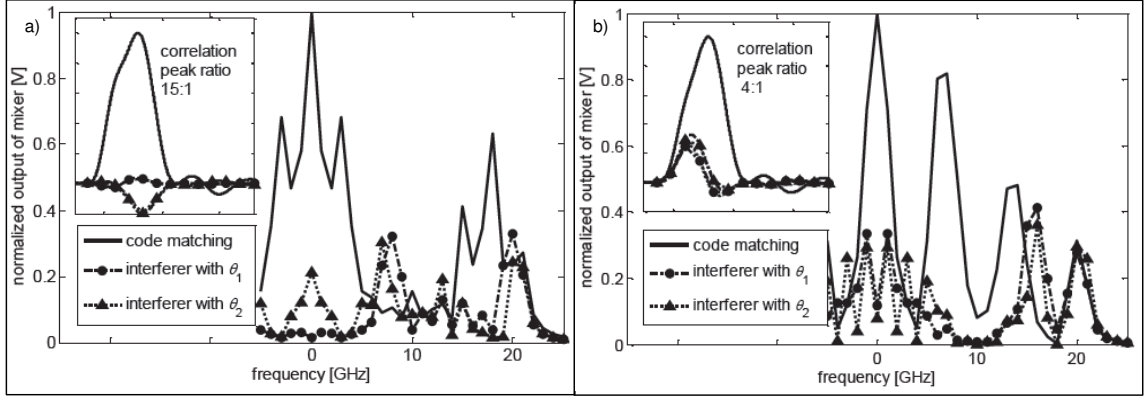


Figura 5.20: Resultados del receptor con a) fases de dirección φ_2 , código de usuario c_2 y un usuario interferente c_3 . Rechazo a interferencia analizado con vectores de referencia θ_1 y θ_2 y b) fases de dirección φ_3 , código de usuario c_3 y un usuario interferente c_4 . Rechazo a interferencia analizado con vectores de referencia θ_1 y θ_2 [1].

En la figura 5.20.a, se consideran dos usuarios, siendo el vector de amplitudes $c_2 = (0, 0, 0, 1, 1)$ el usuario intencional y el vector de amplitudes $c_3 = (0, 1, 0, 0, 1)$ el usuario interferente. Se emplean dos vectores de referencia, el vector de fases de referencia alternante $\theta_1 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$, y el vector de fases de referencia $\theta_2 = (0, \pi/2, \pi/2, \pi/2, \pi/2)$. El vector de fases de dirección $\varphi_2 = (0, -\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$ se construye debido al vector de referencias θ_1 . En la figura 5.20.b, se consideran dos usuarios, siendo el vector de amplitudes $c_3 = (0, 1, 0, 0, 1)$ el usuario intencional y el vector de amplitudes $c_4 = (0, 0, 1, 0, 1)$ el usuario interferente. Se emplean los mismos vectores de referencia que en la figura 5.20.a. El vector de fases de dirección $\varphi_3 = (0, \pi/2, \pi, -\pi/2, 0)$ se construye debido al vector de referencias θ_1 .

En ambos resultados se muestran las componentes espectrales a la salida del mezclador de RF. En el recuadro se muestra la respuesta temporal a la salida de un filtro Butterworth pasa bajas diseñado a una frecuencia de corte de 2 GHz.

Dentro del proceso de diseño de los filtros es posible optimizar la selección del vector de fases de dirección al emplear el vector de fases de referencia alternante y lograr el mejor rechazo de interferencia [1]. Lo anterior se comprueba en la figura 5.20.a, ya que a la salida del mezclador la mayor cantidad de componentes en frecuencia del código interferente son llevadas a altas frecuencias mientras que la mayor cantidad de componentes en frecuencia del código intencional se mantienen a bajas frecuencias. En el receptor, al aplicar el filtro pasa bajas a las respuestas del mezclador, se obtiene una relación de 15:1 entre el pico de correlación del código intencional con θ_1 y el pico de correlación del código interferente con θ_1 , como se observa en el recuadro de la figura 5.20.a.

En la figura 5.20.b, la respuesta del receptor presenta baja relación de rechazo a interferencia con el vector de fases de dirección φ_3 . Se utiliza el usuario intencional c_3 que, al utilizar el vector de referencias alternante, provoca que la mayor parte de las componentes en frecuencia se mantengan a bajas frecuencias. Ahora, al utilizar el código de usuario interferente c_4 se presentan grandes discrepancias en la correspondencia de la respuesta al pulso del filtro DTF, por lo ya descrito del error de síntesis. Si bien se emplea el vector de referencias alternante para optimizar los resultados, la mayor parte de las componentes en frecuencia del usuario interferente se mantienen a bajas frecuencias, ya sea para el vector de referencias alternante θ_1 como para el vector de referencias θ_2 . En contraste con la respuesta de la figura 5.20.a, al aplicar el filtro pasa bajas a las respuestas del mezclador se presenta una relación de rechazo a interferencia de 4:1 entre el pico de correlación del código intencional con θ_1 y el pico de correlación del código interferente.

De acuerdo a ambos resultados [1], en la figura 5.20.a se logran optimizar las fases con el vector de fases de referencias alternante, $\theta_1 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$, haciendo que el usuario interferente produzca baja interferencia de usuario múltiple (MUI). Por otro lado, en la figura 5.20.b se presenta la menor relación de

rechazo a interferencia debido al error de síntesis del filtro DTF al querer aproximarse a la señal temporal definida por el código c_4 . Este error de síntesis provoca niveles considerables de interferencia MUI, como se observa en la figura 5.20.b.

Como se detalla, se han realizado estudios en cuanto a la viabilidad de sintetizar funciones de filtro en la respuesta impulsiva de filtros transversales distribuidos, y posterior estudio de rechazo a interferencia. En la presente tesis se esperan buenas aproximaciones en la síntesis de señales temporales codificadas en fase en la respuesta al pulso de un filtro DTF en tecnologías de circuitos integrados monolíticos y de componentes de montaje superficial.

5.5.3 Consideraciones del esquema SAE – CDMA

Reescribiendo la ecuación (3.9) presentada en el capítulo 3 de la presente tesis, la función de filtro que corresponde a una señal temporal codificada en fase es la siguiente:

$$h(t) = w(t) \sum_{n=1}^M c_n \cos(\omega_n t - \beta_n) . \quad (5.22)$$

La ecuación (5.22) representa una sumatoria de señales cosenoidales, las cuales conlleva información de amplitud y fase. El filtro DTF propuesto debe presentar la característica de modulación de código para que en su respuesta al pulso se sintetice la forma de onda de la señal temporal codificada en fase.

En el Apéndice A se presenta el conjunto de señales temporales para la etapa de codificación y se denominan señales C_2 , C_3 y C_4 . Se muestra el conjunto de señales temporales para la respuesta al pulso del filtro superior y se denominan señales PW_2 , PW_3 y PW_4 . Para el esquema SAE – CDMA se utilizan códigos PN Hadamard de longitud 4, como los presentados anteriormente. En el Apéndice A se detallan las características analógicas para el proceso de síntesis, lo que será de utilidad para el diseño del filtro transversal distribuido que se presenta más adelante.

Se realiza el estudio del conjunto de señales y, considerando las variables de retardo entre pulsos y ganancias de cada *tap*, se eligen el par de señales *C2* y *PW2* para diseñar y evaluar el filtro propuesto.

5.5.4 Codificación SAE – CDMA

Se tiene a disposición los equipos “*Pulse Function Arbitrary Noise Generators 81160A*” e “*InfiniiVision 3000 X-Series Oscilloscopes*”. El primero permite generar señales analógicas de cualquier tipo y frecuencia mientras el segundo permite observar las señales generadas en tiempo real con gran resolución y logra respuestas diferenciales. Con el generador de funciones se genera la señal de codificación *C2*, necesaria para el diseño del filtro transversal distribuido.

La manera de generar la señal analógica *C2* experimentalmente es la siguiente, se obtiene en Matlab la señal *C2* utilizando un vector de 1,000 datos en tiempo. Para cumplir el teorema de Nyquist, se define una cantidad mínima de muestras $N = 2M + 2$, siendo M la cantidad de subbandas en el sistema [16]. Por lo tanto, se consideran 15 muestras del vector de tiempo. Estas muestras se representan por pulsos triangulares de 1 ns y 2 ns en el tiempo de subida. Posteriormente, las señales en Matlab se importan al software AWR y, debido al diseño de un filtro Butterworth pasa bajas (filtro *antialiasing*) de 9no orden, se determina que la señal de pulsos triangulares de 1 ns de tiempo de subida presenta mejor correspondencia con la señal pre-calculada. Por lo anterior, el tiempo de *span* a considerar es de 30 ns (15 muestras x 2 ns de ancho de pulso). Se utiliza el software “*Keysight BenchLink Waveform Builder*” para procesar la señal *C2* de pulsos triangulares y comunicar el software con el Generador de Funciones Arbitrario.

El filtro *antialiasing* diseñado en AWR se implementa en tecnologías de circuitos integrados monolíticos (MIC) y componentes de montaje superficial (SMD), proceso que se detalla en el capítulo 6 de la presente tesis. El filtro se implementa con el fin de conformar las señales provenientes del Generador de Funciones Arbitrarias. La figura 5.21 muestra, a) el esquema experimental para

generar la señal analógica C2 y b) un gráfico comparativo de la señal vista en el osciloscopio digital y la señal C2 ideal.

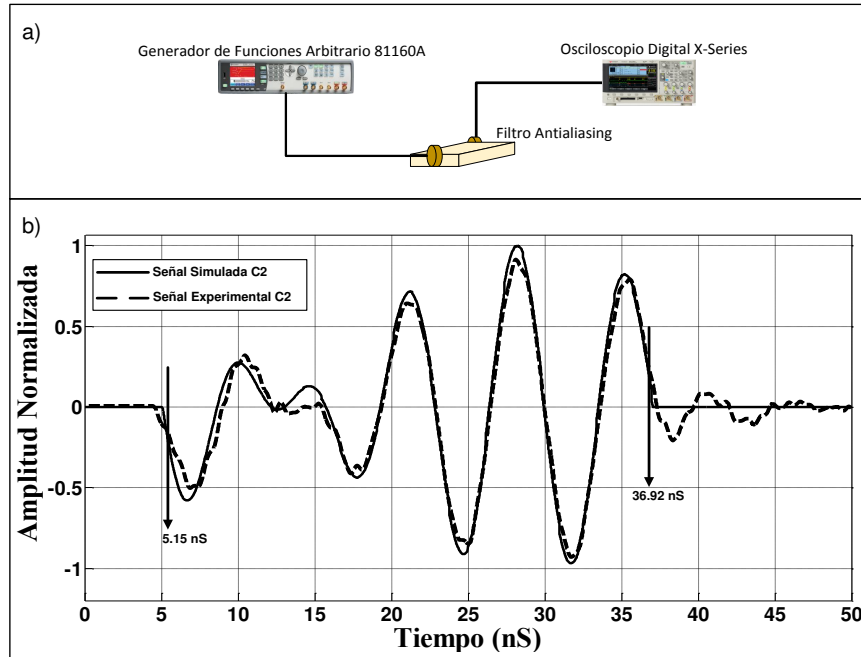


Figura 5.21: Esquema experimental de filtro Butterworth en a) y determinación de tiempo de span en b).

La gráfica presentada en la figura 5.21.b se encuentra normalizada al valor de mayor amplitud de la señal simulada. Debido a la gran correspondencia con la señal simulada se comprueba el funcionamiento experimental para generar la señal de codificación. El mayor contenido de energía de la señal se encuentra dentro de un tiempo de 31.77 ns, delimitada por los marcadores de inicio y fin en la figura 5.21.b. Este tiempo es considerado el tiempo de *span* del filtro, parámetro esencial para el inicio del diseño del filtro DTF.

Por señal temporal codificada en fase (ver Apéndice A), el código C2 conlleva información de amplitud $c_n = (0, 0, 0, 1, 1)$ y fase $\beta_n = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$.

5.5.5 Decodificación SAE – CDMA

La presente sección está dedicada a las consideraciones y diseño del filtro transversal distribuido. A diferencia de lo presentado para un filtro que procesa pulsos bipolares con retardos diferenciales iguales, este diseño de filtro considera el mayor número de grados de libertad, es decir, se varían retardos diferenciales y ganancias de *tap* controlando la interferencia entre pulsos, lo cual ayuda a aproximar la respuesta del filtro a la señal deseada.

5.5.5.1 Consideraciones de Diseño Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA

El tiempo de *span* de la señal experimental C2 resulta en 31.77 ns. Debido a que los tiempos de retardo no son iguales en el diseño del filtro, la cantidad de secciones básicas *T* que conforman las líneas de transmisión artificiales del filtro no son constantes.

Se considera la señal *PW2* (ver Apéndice A) debido al código C2 utilizado. La tabla 5.3 presenta las características de tiempos de retardos diferenciales entre pulsos y ganancias de *tap*. Para generar la información de la tabla 5.3 se muestrea la señal *PW2*, se ubican los puntos de máxima y mínima amplitud. Cada valor de amplitud representa un *tap* del filtro transversal.

Tabla 5.3: Retardos diferenciales entre pulsos y ganancias para cada tap.

<i>Taps</i>	<i>Ganancias</i>	t_s	Δ_{ts}	Δ_{ts} <i>Diseño</i>
1	+ 1.04 V	138	-	-
2	+ 0.61 V	312	174	5.528 ns
3	- 0.96 V	418	106	3.368 ns
4	- 1.75 V	594	176	5.591 ns
5	+ 3.90 V	719	125	3.971 ns
6	- 3.00 V	848	129	4.098 ns

La primera columna indica la cantidad de *taps* a diseñar en el filtro DTF. La segunda columna indica las ganancias de *tap*, expresa el aumento o disminución

del nivel de amplitud muestreado respecto a un nivel de referencia de 0 volts. La tercera columna indica la posición temporal de cada punto de amplitud máxima y mínima. La cuarta columna presenta los tiempos de retardo diferencial entre pulsos, es decir, la diferencia temporal que existe entre los tiempos del pulso actual y anterior. La quinta columna presenta los tiempos de retardo diferencial entre pulsos a diseñar en el filtro DTF. Estos tiempos se obtienen por la conversión de unidades de tiempo analógico a tiempo digital, por ejemplo, el retardo entre el pulso 2 respecto al pulso 1 se obtiene con la siguiente expresión $(174 \times 31.77 \text{ ns}) / 1,000 = 5.528 \text{ ns}$.

Para implementación práctica se consideran los mismos puntos que los presentados en la sección 5.4.1, a excepción del tiempo de *span*. De igual manera, se considera el conjunto de voltajes de control presentados gráficamente en la figura 5.10. Para fines de simulación se consideran los softwares mencionados en la sección 5.4.1.

5.5.5.2 Diseño Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA

Se diseña un filtro transversal de doble línea de drenador, el cual se conforma de 6 *taps* con ganancias y tiempos de retardos desiguales. El objetivo es diseñar un filtro cuya respuesta al pulso se aproxime a la señal temporal *PW2*.

Primero, se obtiene el ancho del pulso de entrada, se divide el tiempo de *span* (31.77 ns) entre 8 *taps* (que es la cantidad máxima necesaria de *taps* hasta ahora estudiada que permiten aproximar a una señal analógica multinivel) resultando en 3.97 ns. Después, se obtiene el tiempo de retardo por sección, se divide el ancho de pulso entre 6 (que es la cantidad mínima necesaria de secciones básicas *T* para evitar interferencia entre pulsos, como se describe en el capítulo 4, sección 4.2.2) resultando en 0.6619 ns. Sustituyendo el tiempo de retardo en la ecuación (4.7) se obtiene la frecuencia de corte de Bragg de la línea de transmisión artificial:

$$f_{c,Bragg} = \frac{1}{\pi\tau_d} = \frac{1}{\pi(0.6619 \text{ ns})} = 480 \text{ MHz} , \quad (5.23)$$

donde la frecuencia de corte de Bragg es la máxima frecuencia utilizable por las líneas ATL. Se obtiene el ancho de banda, siendo la frecuencia de corte a 3 dB, como la mitad de la frecuencia de corte de Bragg [17] resultando en, aproximadamente, 240 MHz. Se calculan los parámetros de diseño L y C con las ecuaciones (4.8) y (4.9):

$$L = \frac{2R_o}{2\pi(f_{c,Bragg})} = \frac{50 \Omega}{\pi(480 \text{ MHz})} = 33.15 \text{ nH} , \quad (5.24)$$

$$C = \frac{2}{(R_o)2\pi(f_{c,Bragg})} = \frac{1}{(50 \Omega)(\pi)(480 \text{ MHz})} = 13.26 \text{ pF} . \quad (5.25)$$

Por las consideraciones de implementación, los valores de L , $L/2$ y C finales son: 33 nH, 15 nH y 13 pF, respectivamente. Las líneas ATL de drenador superior e inferior se construyen con los mismos valores de L y C . Las tres líneas se terminan con una resistencia de 50 Ω .

Se comprueba la impedancia característica en las líneas del filtro DTF con la siguiente ecuación:

$$Z_o = \sqrt{L/C} = \sqrt{33 \text{ nH}/13 \text{ pF}} = 50.38 \Omega , \quad (5.26)$$

el cual es un valor muy aproximado a 50 Ω . Por la ecuación (4.5), se comprueba el tiempo de retardo de cada sección T del filtro DTF:

$$\tau_d = Z_o C = (50.38 \Omega)(13 \text{ pF}) = 0.6549 \text{ ns} . \quad (5.27)$$

Se consideran resistencias disipativas de 13 Ω conectadas en serie con la capacitancia C en *shunt* de cada punto de acoplamiento de la línea de compuerta común hacia las líneas de drenador. Esto con el fin de obtener pulsos transitorios simétricos, de fase más lineal y con menos oscilaciones en las componentes transitorias. Se omite el acoplamiento de resistencia disipativa en las líneas de drenador.

Se busca el perfil del pulso angosto a la entrada del filtro, por lo tanto, se utiliza la relación de frecuencia de corte a 3 dB ($f_{c,3dB}$) con tiempo de subida ($t.r.$) para encontrar el valor inicial del tiempo de subida del pulso entrante:

$$(t.r.)x(f_{c,3dB}) \cong 0.35 , \quad (5.28)$$

$$(t.r.) \cong \frac{0.35}{240 \text{ MHz}} = 1.45 \text{ ns} , \quad (5.29)$$

de esta manera es posible utilizar un pulso de tiempo de subida y tiempo de bajada igual a 1.45 ns y completando el pulso con 1.07 ns.

El diseño de las líneas de transmisión artificiales debe cumplir con los tiempos de retardos diferenciales especificados en la quinta columna de la tabla 5.3.

5.5.5.3 Respuestas Del Filtro Transversal Distribuido para SAE – CDMA

Por simulación en AWR, se ingresa un pulso rectangular de ancho igual a 3.97 ns con un tiempo de subida de 1 ns. La tabla 5.4 presenta un resumen de los tiempos de retardo diferenciales entre pulsos logrados en el filtro, además, presenta la cantidad de secciones básicas T utilizadas para cumplir con estos retardos.

Por los resultados de las columnas 2 y 3, se tienen mínimas diferencias entre ambos conjuntos de tiempos de retardo. La figura 5.22 ilustra la construcción de los primeros dos *taps* de los seis que conforman el filtro transversal.

Se observan los circuitos de polarización a DC para los elementos activos, la fuente de control de voltaje V_{GG} es independiente de todas las celdas. Se emplea una fuente de voltaje V_{DD} para cada línea de drenador utilizando un elemento *BiasTee* para distribuir los voltajes a DC y desacoplar DC a la etapa de RF (puerto de salida).

Tabla 5.4: Retardos diferenciales generados por cada tap del filtro diseñado.

Taps	Retardos Diferenciales (normalizado a 31.77 ns)	Retardos Diferenciales (filtro DTF)	Secciones básicas T para cada tap
1	-	-	10
2	5.528 ns	5.175 ns	8
3	3.368 ns	3.900 ns	6
4	5.591 ns	5.250 ns	8
5	3.971 ns	4.030 ns	6
6	4.098 ns	3.970 ns	6

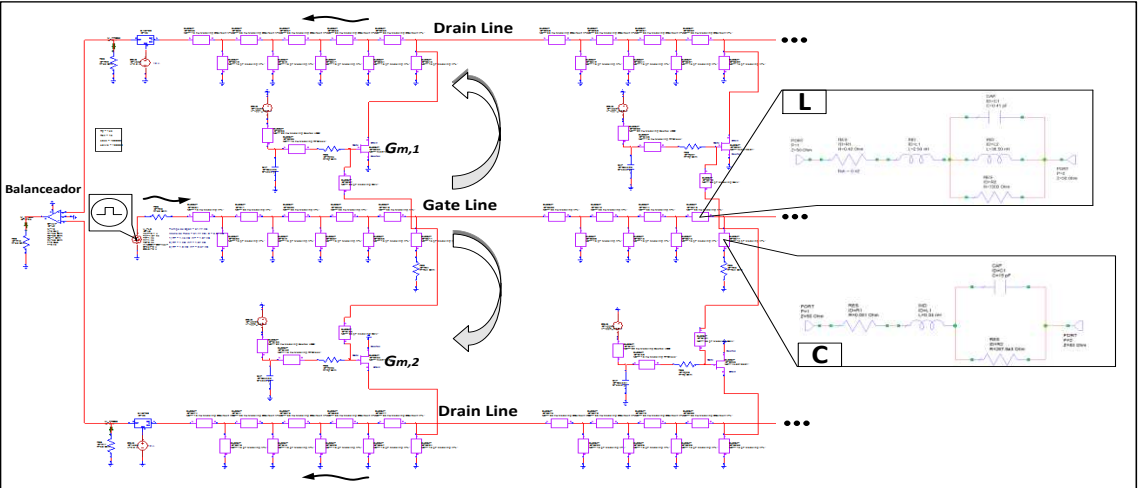


Figura 5.22: Diseño de filtro transversal basado en amplificación distribuida de doble línea de drenador. Se presentan 2 taps de los 6 que conforman el filtro.

Conforme el pulso se propaga por la línea de compuerta, en las últimas etapas del filtro se necesita aumentar la ganancia para compensar pérdidas por dispersión en el pulso. Debido a que la cantidad de secciones utilizadas en el diseño del filtro DTF no son constantes es de esperarse interferencia en las respuestas independientes de los taps. La figura 5.23 presenta las respuestas de pulsos independientes de los taps 1, 2, 4 y 5.

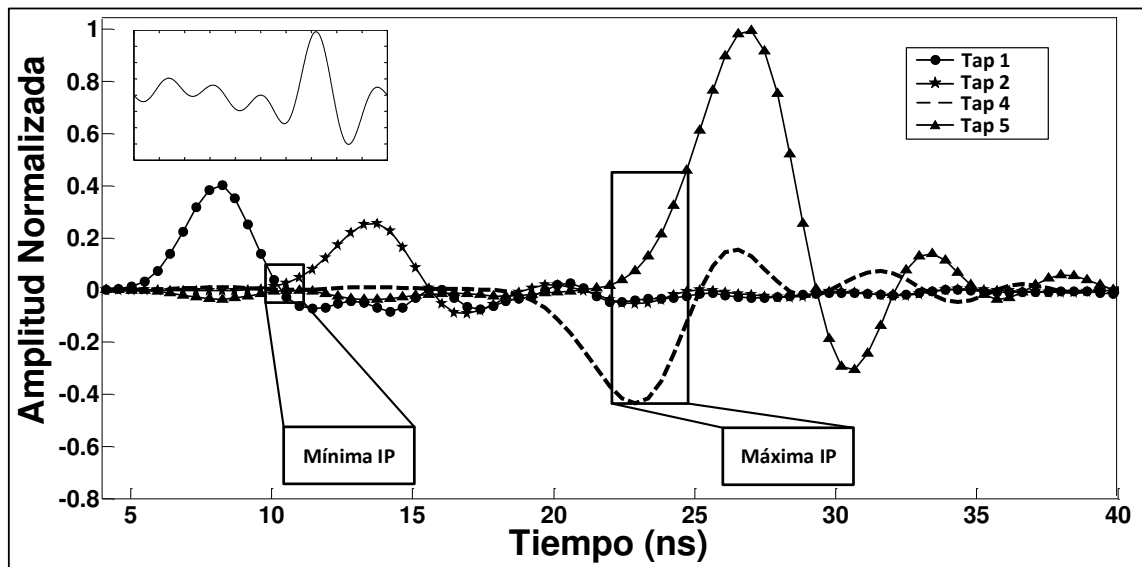


Figura 5.23: Respuestas de 4 taps independientes para una señal multinivel.

En referencia a la figura 5.23, los pulsos independientes se encuentran normalizados respecto al pulso de mayor amplitud. Se observan las características de mínima interferencia entre los pulsos (IP) 2 y 1, y de máxima interferencia entre los pulsos 4 y 5. Esta interferencia permite obtener los valores de amplitud deseados tanto para el pulso 4 como para el pulso 5. Por lo anterior se presenta el efecto de interferencia entre pulsos controlada. Se espera la correcta síntesis de la función FIR ideal del filtro, presentada en el recuadro.

Ahora bien, la figura 5.24 ilustra la respuesta al pulso del filtro transversal distribuido diseñado, comparando con la respuesta FIR ideal simulada en Matlab.

En referencia a la figura 5.24, la respuesta al pulso del filtro transversal distribuido (línea punteada) se encuentra delimitada en el tiempo de *span* (31.77 ns). Los niveles de amplitud de la respuesta del filtro DTF se deben aproximar a los valores de amplitud de la función FIR ideal. En la figura 5.24 se ilustran marcadores cuadrados indicando los valores de amplitud muestreados de la función FIR ideal. Los marcadores circulares indican los niveles de amplitud máximos y mínimos de la respuesta al pulso del filtro DTF diseñado. Se presentan discrepancias en amplitud lo cual puede ser atribuido a las oscilaciones

generadas por la propagación del pulso sobre la línea de compuerta y por el efecto de dispersión de los pulsos transitorios.

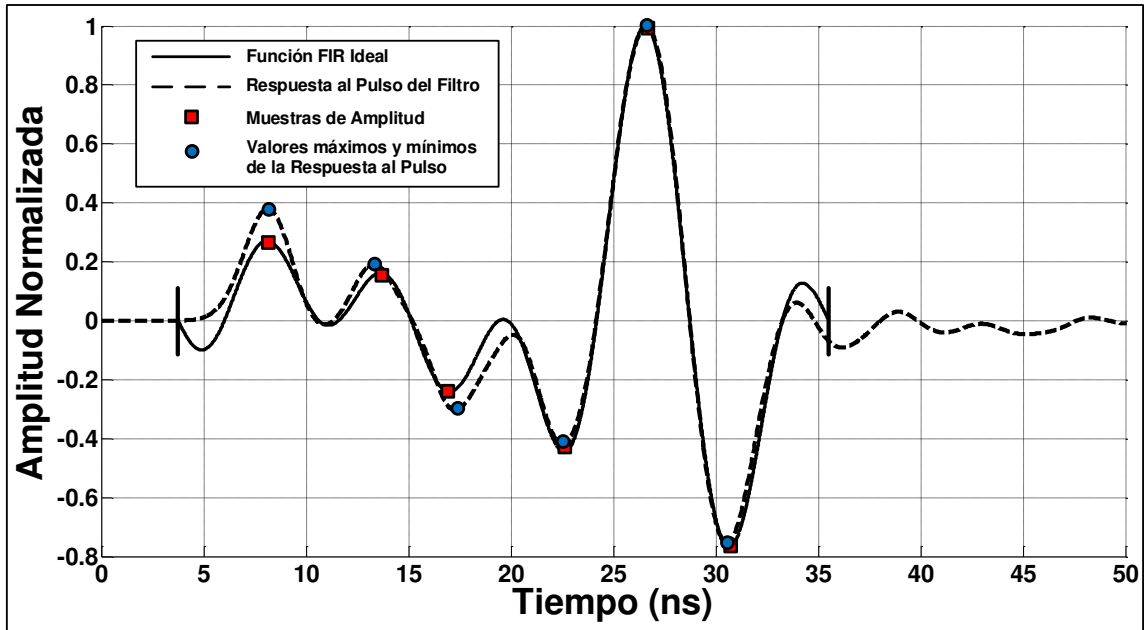


Figura 5.24: Respuesta al pulso del filtro transversal de seis taps. Espectralmente, corresponde a una señal modulada con $d_n = (0, 1, 1, 1, 1)$ y $\varphi_n = (0, -\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$.

El control de la interferencia entre pulsos y de la ganancia entre *taps* aunado al efecto de modulación de código analógica presentes en estos filtros permiten que la respuesta al pulso del filtro DTF diseñado pueda aproximarse a esta función multinivel ideal.

Se realiza un proceso de optimización básico el cual permite ajustar los valores de transconductancia para la celda activa de cada *tap* y así generar el correspondiente nivel de amplitud y signo, reflejado en la respuesta al pulso del filtro en la figura 5.24. Utilizando optimización más elaborada se podrán eliminar las discrepancias entre las amplitudes, pero aún con un proceso básico de ajuste es posible aproximarse a la función FIR ideal mediante la sumatoria de pulsos, cuyo patrón de pulso en el filtro presenta interferencia controlada.

De esta manera se demuestra la funcionalidad de la modulación analógica de código realizada por el filtro transversal distribuido mediante el procesamiento electrónico, haciendo que la respuesta al pulso del filtro DTF se aproxime, lo más posible, a una señal temporal codificada en fase, formada por sumatorias de funciones cosenoidales. Con estas señales se logra realizar procesos de codificación espectral.

5.5.6 Correlación de Señales Codificadas en Fase

En la figura 5.18 se presenta el esquema SAE – CDMA, en el cual se considera únicamente el filtro DTF en el brazo superior para actuar como correlador.

Se utiliza la señal de codificación generada en la sección 5.5.3 y el filtro transversal distribuido cuya respuesta al pulso se presenta en la figura 5.24. Para realizar la función de correlación impulsiva se considera a la entrada del filtro correlador la señal experimental *C2* normalizada a su valor r.m.s., esto para evitar saturación en las celdas activas del filtro. Se considera un tiempo total de *span* de la respuesta de correlación como dos veces el tiempo de *span*, $2 \times 31.77 \text{ ns} \approx 64 \text{ ns}$. La correlación se realiza por simulación en el software AWR. La figura 5.25 ilustra en la línea punteada la respuesta de correlación impulsiva.

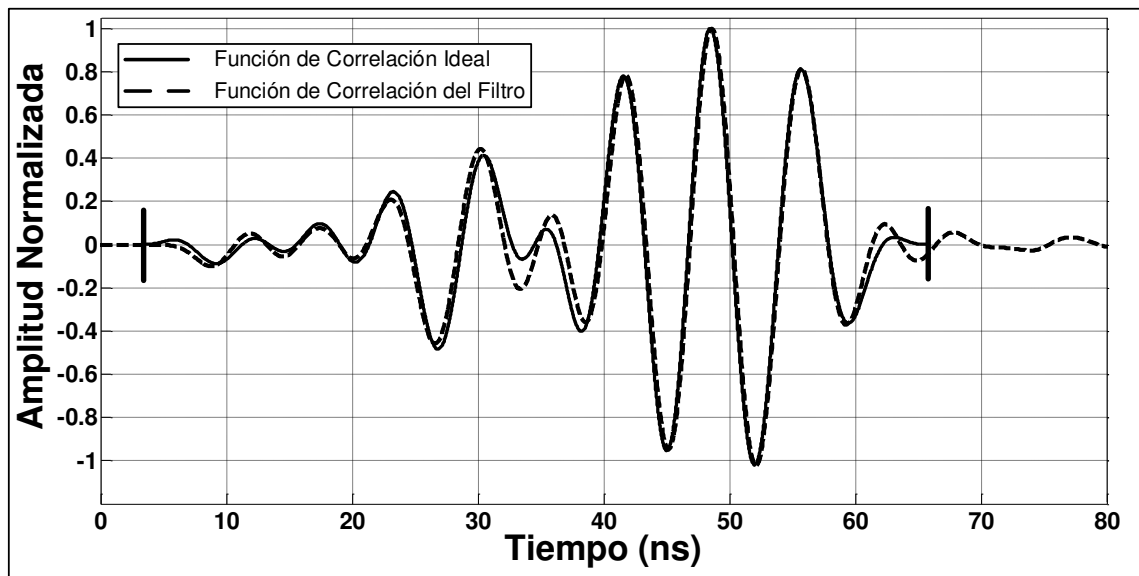


Figura 5.25: Correlación impulsiva en el correlador superior SAE – CDMA.

Se observa que el filtro DTF se diseña con tal exactitud que la respuesta de correlación simulada en AWR tiene gran correspondencia con la función de correlación ideal, presentada por la línea sólida. Para fines de visualización, las señales se normalizan con respecto al pulso de mayor amplitud.

Este resultado muestra que el filtro diseñado es capaz de realizar correlación impulsiva de señales temporales codificadas en fase.

CAPÍTULO 6

VEHÍCULOS DE PRUEBA PARA EL FILTRO TRANSVERSAL BASADO EN EL CONCEPTO DE AMPLIFICACIÓN DISTRIBUIDA

Hasta ahora se han presentados resultados de diseño de circuitos distribuidos que se han corroborado por simulación. Uno de los objetivos principales de la presente tesis es llevar a cabo el desarrollo y demostración experimental del procesamiento electrónico del filtro transversal distribuido actuando como correlador en la etapa de decodificación del esquema SAE – CDMA.

Esta tesis presenta el desarrollo de un filtro transversal distribuido de ganancias y retardos desiguales por cada *tap*. Este desarrollo se considera el primer filtro transversal diseñado con el mayor número de grados de libertad y que, en el conocimiento del tesista, no se ha reportado en la literatura. Los primeros estudios de este esquema los realiza Börjak, *et al.*, [1].

Se consideran esquemas experimentales (vehículos de prueba) que ayudan a estudiar los conceptos y resultados presentados en los capítulos 4 y 5 de esta tesis. Se considera la tecnología de circuitos integrados monolíticos (MIC) con componentes activos y pasivos de montaje superficial (SMD).

El objetivo de este capítulo es estudiar los resultados de medición de los distintos vehículos de prueba. Se describen las consideraciones y metodología para las mediciones. Se comparan los resultados medidos con lo obtenido por simulación. Por último, se presenta el prototipo físico del filtro transversal de doble línea de drenador (Filtro Transversal basado en el concepto de Amplificación Distribuida), se realizan pruebas en el régimen de frecuencia.

6.1 Línea de Transmisión Artificial

Como se describe en el capítulo 4, el filtro transversal distribuido se compone de 3 líneas de transmisión artificial, por lo que es esencial estudiar las características de transmisión que presentan.

Se construyen dos vehículos de pruebas de líneas de transmisión artificiales compuestas de 4 secciones básicas T , utilizando diferentes valores de resistencias en derivación. El objetivo es estudiar las características de transmisión y reflexión de cada línea ATL, además, se estudian los efectos en la respuesta de fase que se manifiestan por el efecto de elementos resistivos. Lo anterior debido a que en el diseño del filtro transversal distribuido la línea de compuerta común incluye efectos de resistencias en derivación, presentando características de conformación de pulsos a lo largo de la línea de compuerta común. El muestreo de los pulsos a lo largo de esta línea mantiene las características transitorias para la correspondiente codificación temporal.

6.1.1 Obtención de Parámetros de Líneas ATL

Se considera el análisis de respuesta temporal de pulsos (capítulo 5, sección 5.1 de la presente tesis) para obtener un tiempo de subida ($t.r.$) y de esta manera calcular parámetros de diseño para la construcción de los vehículos de prueba de líneas ATL. Se considera la relación de frecuencia de corte a 3 dB ($f_{c,3dB}$) con tiempo de subida ($t.r.$) para encontrar dicha frecuencia de corte y continuar con el proceso de diseño hasta obtener L y C para las líneas ATL.

Como se reporta en la tabla 5.1, el tiempo de subida se degrada conforme el pulso se propaga por los *taps* del filtro lo cual impide seleccionar un valor único de tiempo de subida. Por lo anterior, los tiempos presentados en la columna 3 de la tabla 5.1 se promedian para obtener un tiempo de subida único de 1.86 ns. Se utiliza la siguiente relación para encontrar la frecuencia de corte a 3 dB:

$$(t.r.) \times (f_{c,3dB}) \cong 0.35 , \quad (6.1)$$

$$f_{c,3\text{ dB}} \cong \frac{0.35}{1.86\text{ ns}} = 188.172\text{ MHz} , \quad (6.2)$$

Utilizando la definición $f_{c,3\text{ dB}} \approx (0.5)(f_{c,\text{Bragg}})$ [2], la frecuencia de corte de Bragg se calcula de la siguiente manera:

$$f_{c,\text{Bragg}} = (2)(f_{c,3\text{ dB}}) = 376.344\text{ MHz} . \quad (6.3)$$

Una vez calculado los valores de frecuencia se encuentran los parámetros de diseño L y C con las ecuaciones (4.8) y (4.9):

$$L = \frac{2R_o}{2\pi(f_{c,\text{Bragg}})} = \frac{50\ \Omega}{\pi(376.344\text{ MHz})} = 42.289\text{ nH} , \quad (6.4)$$

$$C = \frac{2}{(R_o)2\pi(f_{c,\text{Bragg}})} = \frac{1}{(50\ \Omega)(\pi)(376.344\text{ MHz})} = 16.915\text{ pF} . \quad (6.5)$$

Por las consideraciones de diseño presentadas en el capítulo 5, sección 5.4.1 de la presente tesis, los valores de L , $L/2$ y C finales son 47 nH, 22 nH y 15 pF, respectivamente. Se comprueba la impedancia característica en la línea de transmisión artificial con la siguiente ecuación:

$$Z_o = \sqrt{L/C} = \sqrt{47\text{ nH}/15\text{ pF}} = 55.97\ \Omega . \quad (6.6)$$

Utilizando la ecuación (4.5), se calcula el tiempo de retardo por sección básica T :

$$\tau_d = Z_o C = (55.97\ \Omega)(15\text{ pF}) = 0.8395\text{ ns} . \quad (6.7)$$

Se procede a la implementación en circuitos integrados monolíticos (MIC) y con componentes de montaje superficial (SMD).

6.1.2 Consideraciones Del Prototipo de Líneas ATL

Cada estructura de línea de transmisión artificial (ATL) se implementa en laminados Duroid RO4350B con recubrimiento de cobre del fabricante *Rogers Corporation* [3]. Este laminado es ampliamente utilizado para circuitos de RF y microondas, ya sea en aplicaciones de comunicación satelital como en etiquetas RFID y amplificadores de potencia [3].

Estas líneas ATL se diseñan en líneas de microcinta debido a su fácil integración con dispositivos activos y pasivos de microondas [4]. La figura 6.1 ilustra los parámetros físicos de una línea de microcinta convencional.

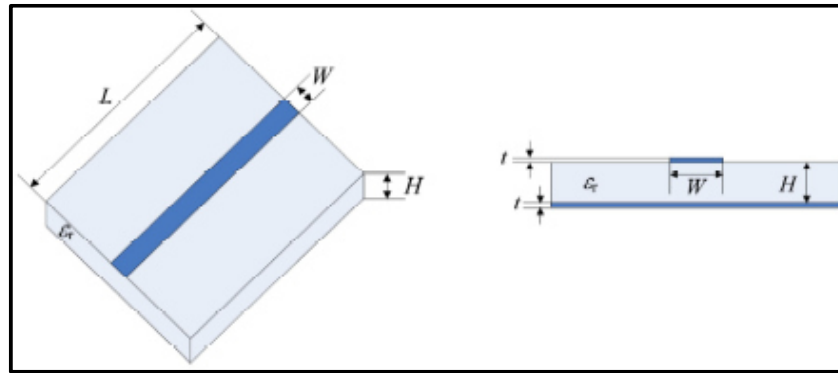


Figura 6.1: Línea de microcinta convencional y características físicas.

La tabla 6.1 presenta los parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid RO4350B y de la línea de microcinta. Se calculan la longitud eléctrica e impedancia característica.

En referencia a la tabla 6.1, la longitud eléctrica e impedancia característica obtenidas son 891.66° y 103.53Ω , respectivamente, además de una constante de permitividad dieléctrica efectiva, $\epsilon_{E_{f_{ec}}}$, de 2.69. El ancho de la microcinta (W) obedece al ancho $W = 0.7879 \pm 0.1524$ mm definido para los componentes SMD.

Tabla 6.1: Parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid y microcinta para las líneas ATL.

Parámetros	Característica	Valor
Físicos	Ancho del Substrato (W_{total})	65.0 mm
	Espesor del Substrato (H)	1.524 mm
	Longitud Física (L)	43.746 mm
	Espesor del Cobre (t)	34 μm
	Ancho de la Microcinta (W)	0.7874 mm
	Espesor de la Microcinta (t)	34 μm
Eléctricos	Permitividad Dieléctrica Relativa (ϵ_r)	3.66 a 10 GHz
	Conductividad del Cobre (σ)	5.88×10^7 S/m
	Pérdidas Tangenciales, $\tan \delta$	0.0037 a 10 GHz

6.1.3 Prototipos de Líneas de Transmisión Artificial

Cada prototipo se observa como una red de dos puertos, se realiza la medición de los parámetros S de transmisión (S_{21}) y de reflexión (S_{11}), con el analizador de redes (VNA). Se mide la fase y retardo de grupo del parámetro S_{21} .

En la figura 6.2 se presentan los prototipos terminados. En la figura 6.2.a se observa el circuito de línea ATL conformada por 4 secciones básicas T , utilizando resistencias en derivación de 7.5 Ω acopladas a cada capacitancia C en derivación. En la figura 6.2.b se observa el circuito de línea ATL conformada por 4 secciones básicas T , utilizando resistencias en derivación de 1 Ω . Los puntos de tierra común (GND) se definen con la técnica *through-hole*.

En ambos circuitos, se emplea una base metálica para soportar la placa del circuito (solamente se visualiza en el prototipo de la figura 6.2.a). En los extremos de la microcinta se sueldan conectores tipo N hembra de 50 Ω (*N-Type Straight Solder Jack*) especiales para soldar en placas (solamente se visualiza en la figura 6.2.a).

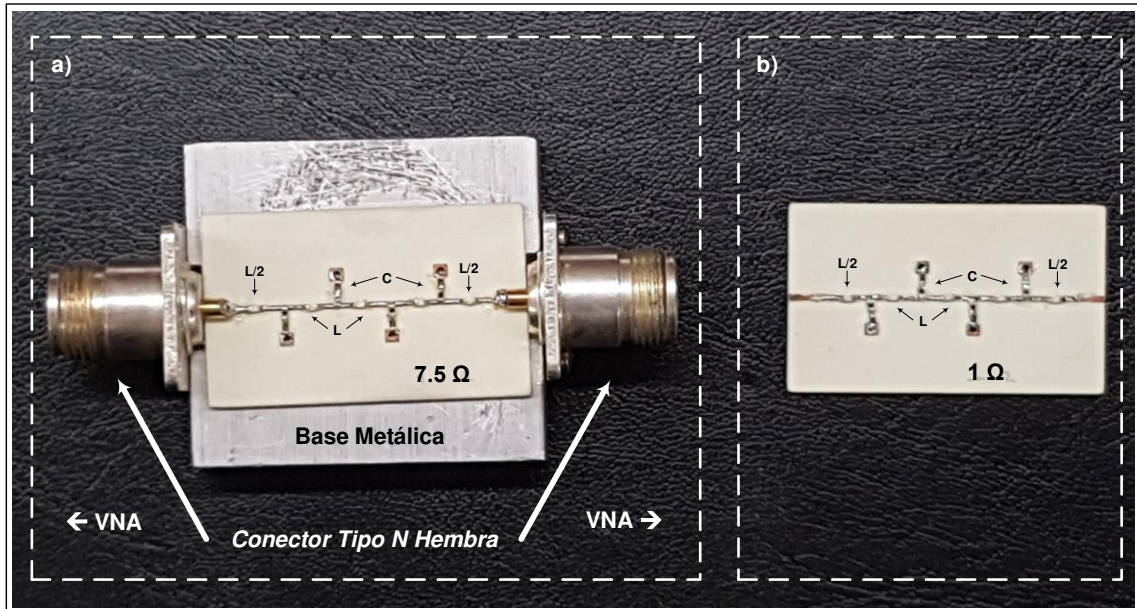


Figura 6.2: Vehículos de prueba de líneas ATL de 4 secciones con a) resistencia disipativa de 7.5 Ω y b) resistencia disipativa de 1 Ω .

La figura 6.3 ilustra el esquema experimental para la medición de ambos vehículos de prueba. Para las mediciones en frecuencia se utiliza el analizador de redes HP 8753 E con resolución en frecuencia desde 30 kHz hasta 3 GHz. Los puertos del VNA se configuran con impedancias de 50 Ω . Como se observa, se utilizan cables APC – 7 y conectores de prueba tipo N machos para acoplarse a la placa del circuito por medio de conectores tipo N hembras.

Para realizar la calibración del equipo VNA se emplean conectores estándar abierto (*open*), corto (*short*) y carga (*load*) en configuración macho (M) y hembra (F). También, se emplean conectores de prueba tipo N en configuración macho o hembra. Estos conectores trabajan a una impedancia de 50 Ω . En la siguiente subsección se presentan los resultados de medición de ambas estructuras de líneas ATL.

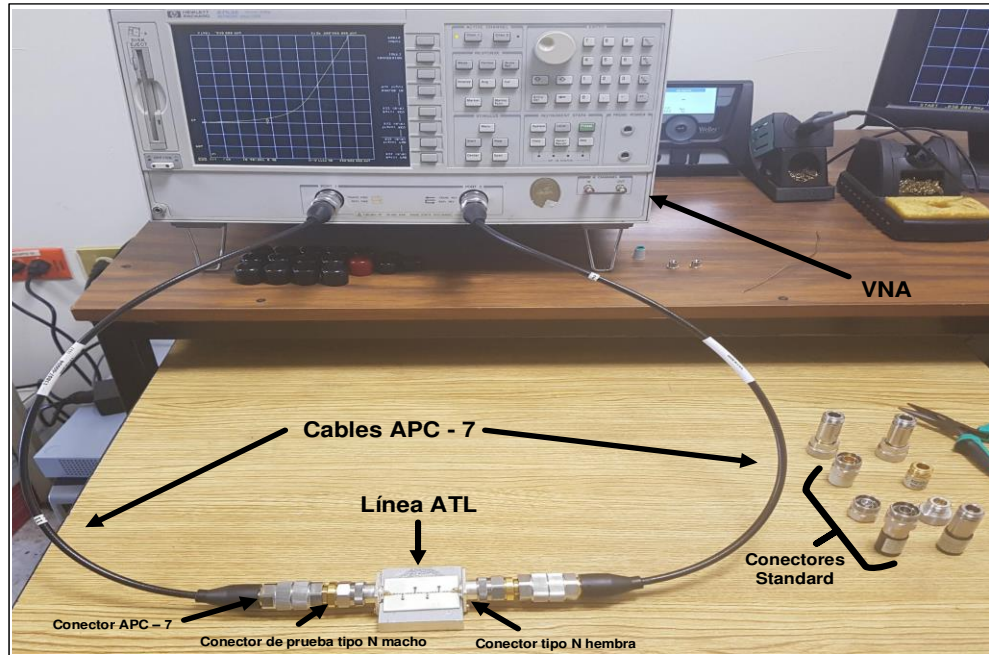


Figura 6.3: Esquema experimental de las líneas de transmisión artificiales.

6.1.4 Simulaciones en Frecuencia

Con el fin de verificar los resultados medidos se realiza simulación circuital en el software AWR. Para los componentes de montaje superficial (SMD), se consideran circuitos eléctricos equivalentes para capacitancias e inductancias a altas frecuencias, ya que estos modelos consideran elementos parásitos dependientes de la frecuencia [5], por lo que los resultados permiten acercarse a un comportamiento real.

En la literatura [5] se encuentran diversas representaciones de circuitos eléctricos equivalentes para L y C de montaje superficial. En la presente tesis, se consideran los circuitos eléctricos equivalentes del fabricante Johanson Technology [6] quien tiene un software de libre acceso que modela los componentes L y C en un rango de 50 MHz hasta 20 GHz. La figura 6.4.a ilustra el circuito equivalente de los componentes L mientras que la figura 6.4.b ilustra el circuito equivalente de los componentes C .

En el simulador de Johanson Technology, los valores de resistencia de fuente (R_S) y de resistencia en paralelo (R_P), en ambos circuitos, varían su valor

conforme se aumenta la frecuencia de operación. En la figura 6.4.a, el valor de la inductancia a modelar se descompone en dos inductancias (L_1 y L_2), la capacitancia en paralelo (C_p) y la resistencia en paralelo (R_p) se calculan internamente. En la figura 6.4.b, la capacitancia a modelar se mantiene como C , la inductancia de fuente (L_s) y la resistencia en paralelo (R_p) se calculan internamente.

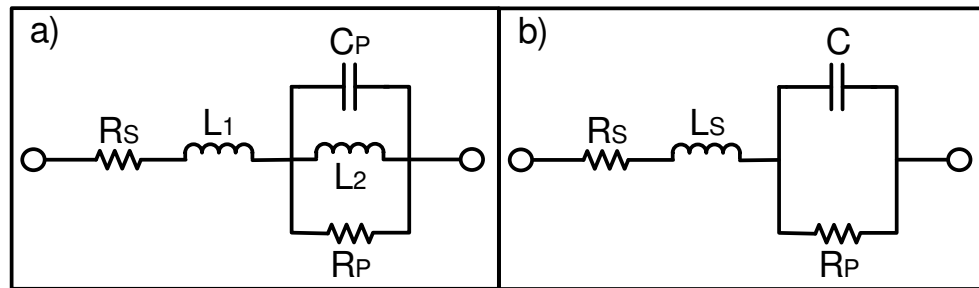


Figura 6.4: Modelado de componentes pasivos a altas frecuencias.

Al simular los componentes SMD con circuitos equivalentes se aseguran resultados más apegados a lo esperado en una implementación física. En la presente tesis, los componentes se modelan para las frecuencias de corte de Bragg, con el fin de cubrir todo el intervalo de frecuencia de operación del filtro.

6.1.5 Mediciones en Frecuencia de Líneas ATL

Se utiliza el VNA para realizar mediciones de ambos vehículos de prueba. El VNA se programa para mostrar los resultados de magnitud de los parámetros S en dB. La ventana de visualización en frecuencia se configura desde 30 kHz a 500 MHz.

Se mide el circuito de línea ATL con resistencia disipativa de $1\ \Omega$ en la figura 6.5 y con resistencia disipativa de $7.5\ \Omega$ en la figura 6.6. En las figuras 6.5.a y 6.6.a se presentan las mediciones del parámetro S_{21} de los correspondientes circuitos. En la cuadrícula del VNA en ambas figuras, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 10 dB. En las figuras 6.5.b y 6.6.b se presentan las mediciones del parámetro S_{11} de los correspondientes circuitos. En la cuadrícula del VNA en ambas figuras, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 5

dB. En las figuras 6.5 y 6.6, cada cuadrado en el eje X presenta una escala de 50 MHz y los marcadores (*Marker 1*) se sitúan a la frecuencia de corte a 3 dB obtenida en la ecuación (6.2).

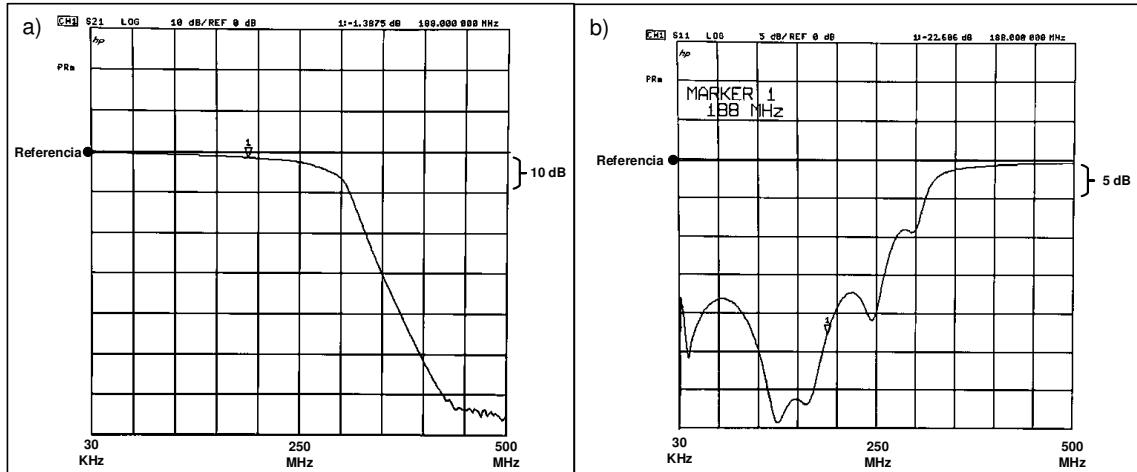


Figura 6.5: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea ATL con resistencia disipativa de 1 Ω.

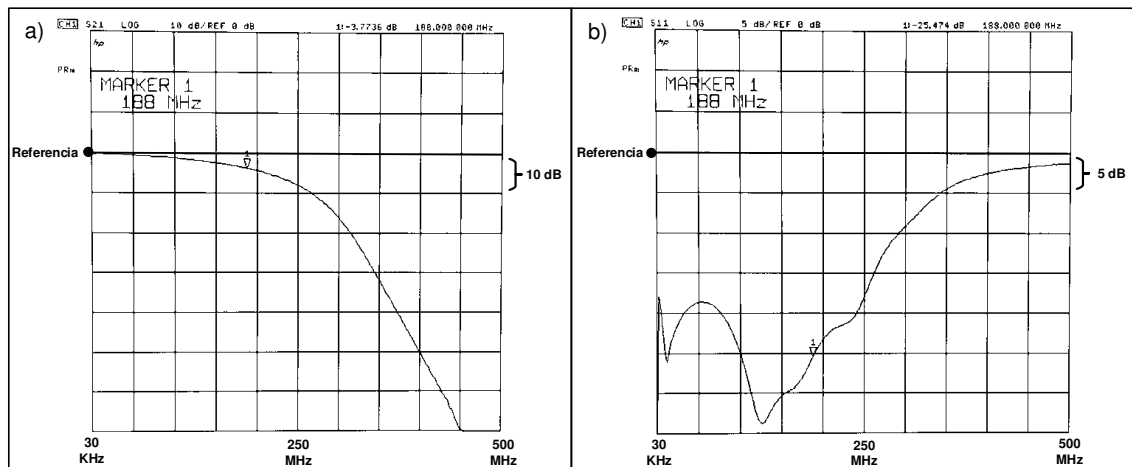


Figura 6.6: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea ATL con resistencia disipativa de 7.5 Ω.

Para la línea ATL con resistencia de 1 Ω (figura 6.5), el parámetro S_{21} en la frecuencia de corte a 3 dB presenta magnitud de -1.3875 dB, el parámetro S_{11}

presenta -22.60 dB. Para la línea ATL con resistencias disipativas de 7.5Ω (figura 6.6), el parámetro S_{21} en la frecuencia de corte a 3 dB presenta magnitud -3.77 dB, el parámetro S_{11} presenta -25.47 dB.

Al estudiar el parámetro S_{21} en ambas estructuras se observa que a bajas frecuencias las líneas ATL transmiten la mayoría de la señal, al pasar la frecuencia de corte a 3 dB ($f_{c,3dB} = 188 \text{ MHz}$) la magnitud empieza a decaer. Al acercarse a la frecuencia de corte de Bragg se deja de propagar señal y comienza a presentar pérdidas por reflexión dentro de la banda de rechazo. Lo anterior se corrobora al observar que la magnitud del parámetro S_{11} , al pasar la frecuencia de corte a 3 dB, empieza a incrementarse hasta 0 dB al acercarse a la frecuencia de corte de Bragg. Debido a la sección 6.1.4, estos resultados se comprueban por simulación circuital en AWR.

Ahora bien, se miden la fase y el retardo de grupo (GD) del parámetro S_{21} del circuito de línea ATL con resistencia disipativa de 1Ω en la figura 6.7 y del circuito de línea ATL con resistencia disipativa de 7.5Ω en la figura 6.8. En las figuras 6.7.a y 6.8.a se presentan las mediciones en fase. En la cuadrícula de VNA en ambas figuras, cada cuadrado en el eje Y presentan una escala de 90° . En las figuras 6.7.b y 6.8.b se presentan las mediciones del retardo de grupo. En la cuadrícula del VNA en ambas figuras, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 10 ns. En ambas figuras, cada cuadrado en el eje X presenta una escala de 50 MHz y los marcadores (*Marker 1*) se sitúan a la frecuencia de corte a 3 dB.

El objetivo de utilizar resistencias en derivación en las líneas ATL es linealizar las respuestas en fase dentro de la banda de paso ($0 - f_{c,Bragg}$) del parámetro S_{21} . Esto evita efectos de distorsión en la señal. El retardo de grupo (GD) se define como la primera derivada de la respuesta de fase respecto a la frecuencia,

$$GD = \frac{d\theta(\omega)}{d\omega}, \quad (6.8)$$

donde $\theta(\omega)$ es la respuesta en fase del parámetro S_{21} . La ecuación 6.8 indica la razón de cambio de la respuesta en fase dependiente de la frecuencia.

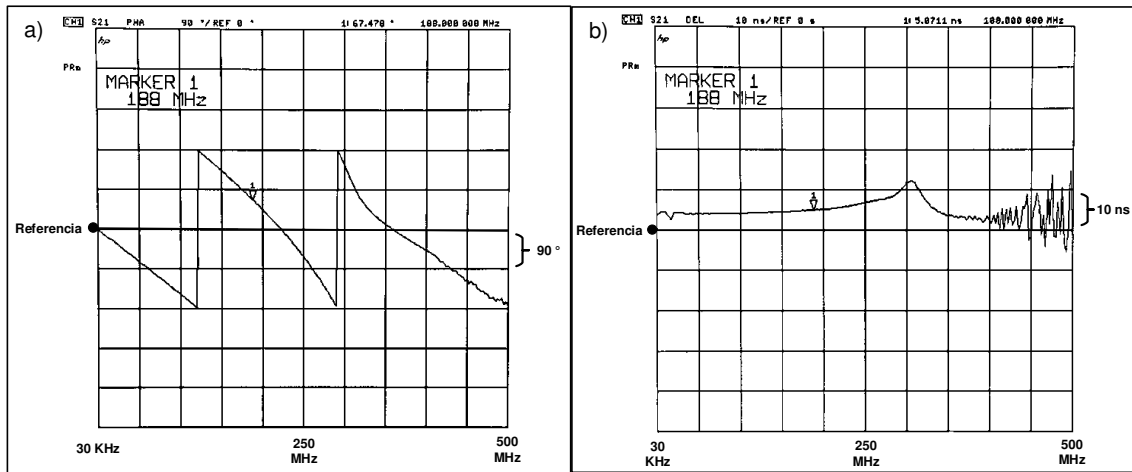


Figura 6.7: Medición de a) fase y b) retardo de grupo de la línea ATL con resistencia disipativa de 1Ω .

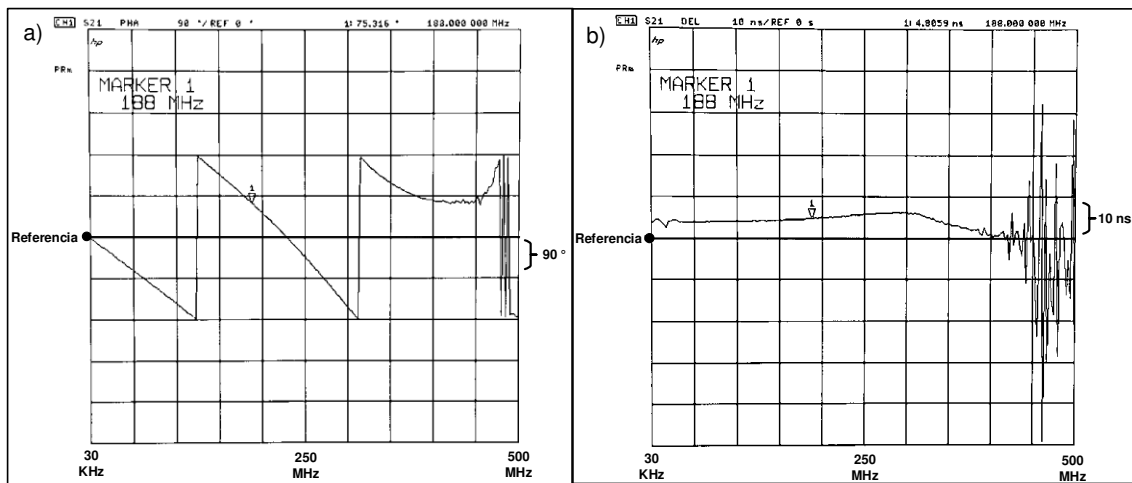


Figura 6.8: Medición de a) fase y b) retardo de grupo de la línea ATL con resistencia disipativa de 7.5Ω .

En la línea ATL con resistencia disipativa de 1Ω (figura 6.7), el retardo de grupo presenta una respuesta creciente cerca de la frecuencia de corte de Bragg, inclusive va más allá de los primeros 10 ns, en la frecuencia de corte de Bragg el retardo de grupo tiende a 0 ns. La línea ATL con resistencia disipativa de 7.5Ω (figura 6.8) presenta los mejores resultados de linealización de fase debido a que, dentro de la banda de paso, el retardo de grupo presenta una respuesta casi

constante. En la frecuencia de corte de Bragg el retardo de grupo tiende a 0 ns. Lo anterior se traduce en pulsos más simétricos y con pocas oscilaciones en sus componentes transitorias. Conforme se aumente el valor resistivo se obtiene una respuesta en fase mucho más lineal. Se observan variaciones dentro de la banda de rechazo ($f > f_{c,Bragg}$).

6.2 CDMA Electrónico de Codificación de Amplitud Espectral

En esta sección se presenta la implementación de las estructuras capaces de realizar, temporalmente, la función de correlación impulsiva. Como se describe en el capítulo 5 de la presente tesis, cada función de codificador y correlador se pre-calcula y puede sintetizarse en la respuesta al pulso de un filtro DTF. La figura 5.1 ilustra la estructura del par codificador / correlador a considerar en esta sección.

6.2.1 Etapa de Codificación

Como se detalla en el capítulo 5, sección 5.5.4, de la presente tesis, la etapa de codificación considera la generación manual de señales temporales codificadas en fase. Se utiliza el equipo “*Pulse Function Arbitrary Noise Generators 81160A*” para generar de manera fácil y sencilla cualquier señal temporal dentro del conjunto de señales pre-calculadas para la etapa de codificación, ver Apéndice A. Se diseña e implementa un filtro *antialiasing* con el fin de conformar las señales provenientes del Generador de Funciones Arbitrarias. Se implementa en tecnologías de circuitos integrados monolíticos (MIC) y componentes de montaje superficial (SMD).

6.2.1.1 Consideraciones Del Prototipo Del Filtro *Antialiasing*

La implementación del filtro *antialiasing* comparte las mismas consideraciones de los vehículos de prueba de las líneas ATL (ver sección 6.1.2), por lo tanto, este prototipo comparte los parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid 4350B y también las dimensiones físicas de la línea de microcinta, ver tabla 6.1. De igual manera, se utilizan componentes de montaje superficial.

6.2.1.2 Obtención de Parámetros de Diseño Del Filtro *Antialiasing*

Para el filtro *antialiasing* se considera un filtro en escalera Butterworth pasa bajas de 9no orden, el cual se diseña por el método de pérdidas de inserción [4]. Los filtros Butterworth proveen respuestas en frecuencia lo más planas posibles (*flattest response*) dentro de la banda de paso. Para su diseño y construcción, el orden del filtro determina la cantidad de elementos pasivos (L y C) [4].

Antes de la selección de valores L y C se hace un análisis de parámetros concentrados en la línea de microcinta. Este análisis es posible siempre y cuando se cumpla el criterio de diseño $l/\lambda_g < 0.1$ siendo l la longitud física de la placa del circuito y λ_g la longitud de onda en el medio [7]. La figura 6.9 presenta la equivalencia entre una línea de transmisión y una red π de parámetros concentrados [7].

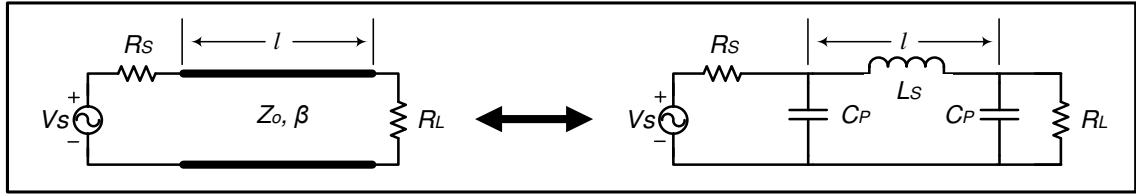


Figura 6.9: Equivalencia entre línea de transmisión sin pérdidas y red π de parámetros concentrados.

Cumpliendo el criterio de diseño ($l/\lambda_g < 0.1$) se obtienen los valores de L y C por unidad de longitud (mm). Se calcula la velocidad de fase de la siguiente manera:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{Efec}}} = \frac{3 \times 10^{11} \frac{mm}{s}}{\sqrt{2.69}} = 1.829 \times 10^{11} \frac{mm}{s}, \quad (6.9)$$

donde la distancia se mide en milímetros. Se obtiene una expresión para la longitud de onda, λ_g , de la siguiente manera:

$$v_p = f \lambda_g \rightarrow \lambda_g = \frac{v_p}{f} = \frac{c}{(f)(\sqrt{\epsilon_{Effec}})} = \frac{1.829 \times 10^{11} \frac{mm}{s}}{f}, \quad (6.10)$$

en base a la condición de arriba, se obtiene la frecuencia máxima:

$$f = \frac{1.829 \times 10^{11} \frac{mm}{s}}{l} (0.1) = \frac{1.829 \times 10^{10} \frac{mm}{s}}{43.746 \text{ mm}} = 418 \text{ MHz} . \quad (6.11)$$

Se calculan los valores concentrados L_S y C_P por unidad de longitud de la siguiente manera [7]:

$$L_S = \frac{Z_0 l}{v_p} \rightarrow \frac{L_S}{l} = \frac{Z_0}{v_p} = \frac{103.48 \Omega}{1.829 \times 10^{11} \frac{mm}{s}} = 0.563 \frac{nH}{mm}, \quad (6.12)$$

$$C_P = \frac{l}{2Z_0 v_p} \rightarrow \frac{C_P}{l} = \frac{1}{2Z_0 v_p} = \frac{1}{(2)(103.48 \Omega)(1.829 \times 10^{11} \frac{mm}{s})} = 0.0264 \frac{pF}{mm} . \quad (6.13)$$

A bajas frecuencias, por cada milímetro de microcinta en la placa se visualiza una red en π con valores L de 0.563 nH y C de 0.0264 pF. Para su implementación, en la huella digital de la placa del circuito se dejan espacios de, aproximadamente, 1 mm para el montaje de los dispositivos SMD tal y como se muestra en la figura 6.10.

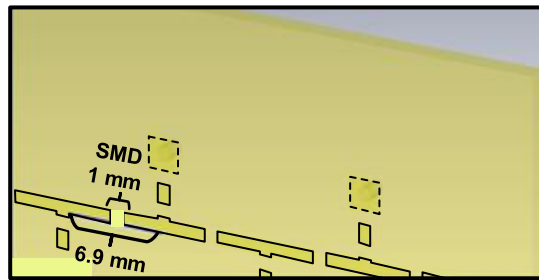


Figura 6.10: Huella digital de la placa del filtro.

Como se observa en la figura 6.10, se establece una longitud física de 6.9 mm entre secciones T de cada *tap*. Se obtienen valores parásitos de $L_S =$

$(0.563)(6.9 \text{ mm}) = 3.88 \text{ nH}$ y $C_p = (0.0264)(6.9 \text{ mm}) = 0.182 \text{ pF}$. Por lo anterior, al obtener los valores L y C para el filtro Butterworth se deben sustraer estos valores de inductancia y capacitancia parásitas.

El método de pérdidas por inserción involucra un conjunto de fórmulas de diseño que utiliza valores normalizados de impedancia característica y frecuencia de corte. Cuando se requieran escalar los valores de impedancia característica y frecuencia de corte se emplea las siguientes ecuaciones [4]:

$$L_k' = \frac{R_0 L_k}{\omega_c}, \quad (6.14)$$

$$C_k' = \frac{C_k}{R_0 \omega_c}, \quad (6.15)$$

donde R_0 y ω_c son los valores de impedancia característica y frecuencia de corte a escalar. L_k y C_k son los valores de inductancia y capacitancia para un diseño normalizado de filtro pasa bajas. Cada elemento pasivo se define con un g_k -ésimo término, siendo el subíndice k el orden del filtro a diseñar [4]. Para el filtro Butterworth, los valores g_k se encuentran tabulados en [4].

Debido a ajustes por simulación en AWR, se obtiene una frecuencia de corte de 234.27 MHz y se trabaja con una impedancia característica de 50 Ω , se emplean las ecuaciones (6.14) y (6.15). La tabla 6.2 resume los valores obtenidos del circuito escalera del filtro pasa bajas.

Tabla 6.2: Valores de L y C para la construcción del filtro antialiasing. Se inicia el circuito con inductancia en serie.

Valores del filtro Butterworth normalizados ($R_0 = 1 \Omega$, $\omega_c = 1 \text{ rad/s}$)	Valores del filtro Butterworth escalados ($R_0 = 50 \Omega$, $f_c = 234.2 \text{ MHz}$)	Valores del filtro Butterworth compensados (Comercial) ($L_S = 3.88 \text{ nH}$, $C_P/2 = 0.182 \text{ pF}$)
$g_1 = 0.3473$	$L_1' = 11.80 \text{ nH}$	$L_1' = 7.92 \text{ nH} \rightarrow (= 7.4 \text{ nH})$
$g_2 = 1.0000$	$C_2' = 13.58 \text{ pF}$	$C_2' = 13.21 \text{ pF} \rightarrow (= 12 \text{ pF})$
$g_3 = 1.5321$	$L_3' = 52.04 \text{ nH}$	$L_3' = 48.16 \text{ nH} \rightarrow (= 47 \text{ nH})$
$g_4 = 1.8794$	$C_4' = 25.53 \text{ pF}$	$C_4' = 25.16 \text{ pF} \rightarrow (= 24 \text{ pF})$
$g_5 = 2.0000$	$L_5' = 63.84 \text{ nH}$	$L_5' = 59.96 \text{ nH} \rightarrow (= 62 \text{ nH})$

$g_6 = 1.8794$	$C_6' = 25.53 \text{ pF}$	$C_6' = 25.16 \text{ pF} \rightarrow (= 24 \text{ pF})$
$g_7 = 1.5321$	$L_7' = 52.04 \text{ nH}$	$L_7' = 48.16 \text{ nH} \rightarrow (= 47 \text{ nH})$
$g_8 = 1.0000$	$C_8' = 13.58 \text{ pF}$	$C_8' = 13.21 \text{ pF} \rightarrow (= 12 \text{ pF})$
$g_9 = 0.3473$	$L_9' = 11.80 \text{ nH}$	$L_9' = 7.92 \text{ nH} \rightarrow (= 7.4 \text{ nH})$

6.2.1.3 Prototipo Del Filtro *Antialiasing*

En el vehículo de prueba, el filtro se observa como una red de dos puertos, se realizan mediciones de parámetros S_{21} y S_{11} .

En la figura 6.11 se presenta el vehículo de prueba terminado. En esta ocasión se emplean conectores SMA hembra de 50Ω especiales para soldar en placa. Se utilizan conectores SMA a APC – 7. Los puntos de tierra común (GND) se definen con la técnica *through-hole*.

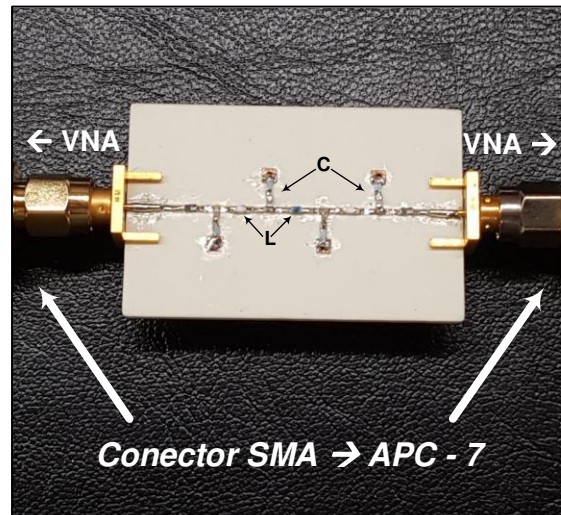


Figura 6.11: Vehículo de prueba de filtro Butterworth pasa bajas de 9no orden.

La figura 6.12 ilustra el esquema experimental para la medición de las señales temporales de la etapa de codificación. Como ya se ha descrito en la sección 5.5.4 de la presente tesis, las señales pre-calculadas se procesan en el software “*Keysight BenchLink Waveform Builder*” en forma de ondas triangulares dentro de un tiempo de *span* de 30 ns. Estas representaciones triangulares se inyectan al Generador de Funciones Arbitrarias y se transmiten vía cable BNC al circuito

del filtro. El filtro procesa esas muestras y la información es transmitida vía un cable BNC al osciloscopio digital, desplegando la información en tiempo real. En el osciloscopio se observa la señal temporal reconstruida y se verifica el tiempo de *span* después del proceso.

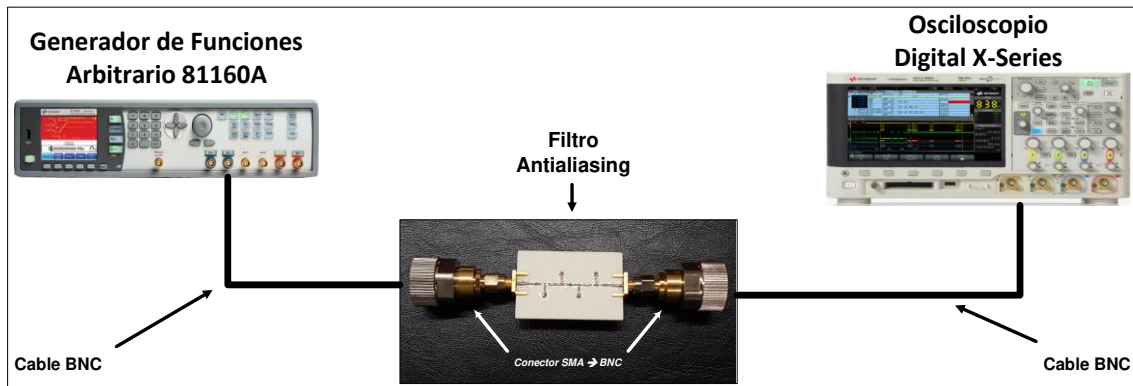


Figura 6.12: Esquema experimental del filtro antialiasing. Se reconstruyen señales multinivel.

6.2.1.4 Mediciones en Frecuencia y Tiempo Del Filtro *Antialiasing*

Se presentan los parámetros S_{21} y S_{11} del filtro para conocer sus características de propagación. Se considera un esquema experimental similar al utilizado por las líneas ATL, ver sección 6.1.3. La figura 6.13.a presenta la medición del parámetro S_{21} . En la figura 6.13.b se presenta la medición del parámetro S_{11} . En ambas mediciones, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 10 dB mientras que en el eje X cada cuadrado presenta una escala de 50 MHz. El marcador (*Marker 1*) se sitúa a la frecuencia de corte de 234 MHz.

En referencia a la figura 6.13, en el parámetro S_{21} se observa que a bajas frecuencias se transmite la mayoría de la señal, al pasar la frecuencia de corte ($f_c = 234 \text{ MHz}$) la magnitud empieza a decaer. En el parámetro S_{11} , se observa que la magnitud, al acercarse a la frecuencia de corte f_c , se incrementa hasta 0 dB, presentado pérdidas por reflexión en la banda de rechazo. Debido a la sección 6.1.4, estos resultados se comprueban por simulación circuital en AWR. Se comprueba el desempeño del filtro *antialiasing*.

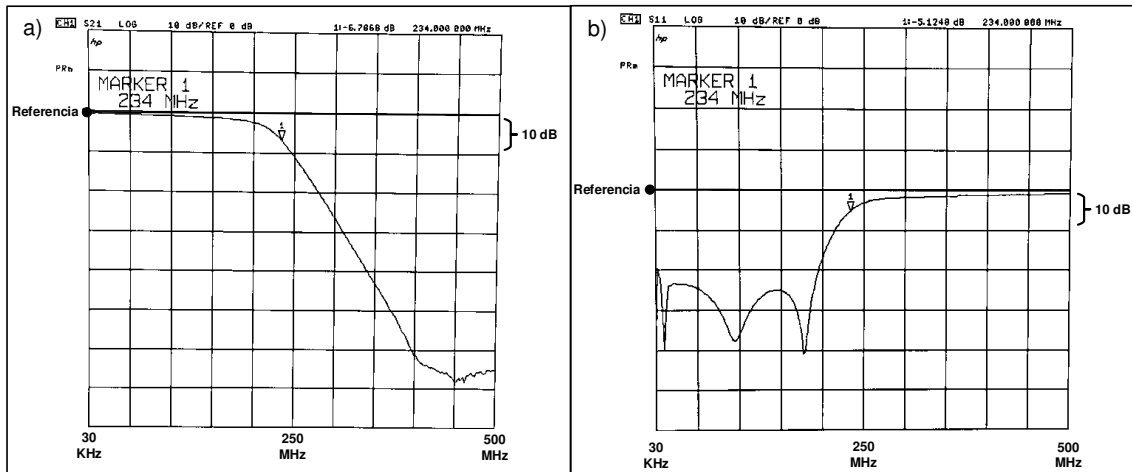


Figura 6.13: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} del filtro Butterworth pasa bajas.

En la figura 6.14 se presentan las mediciones en el osciloscopio digital de las señales temporales codificadas en fase. Se comprueba el desempeño del filtro *antialiasing*.

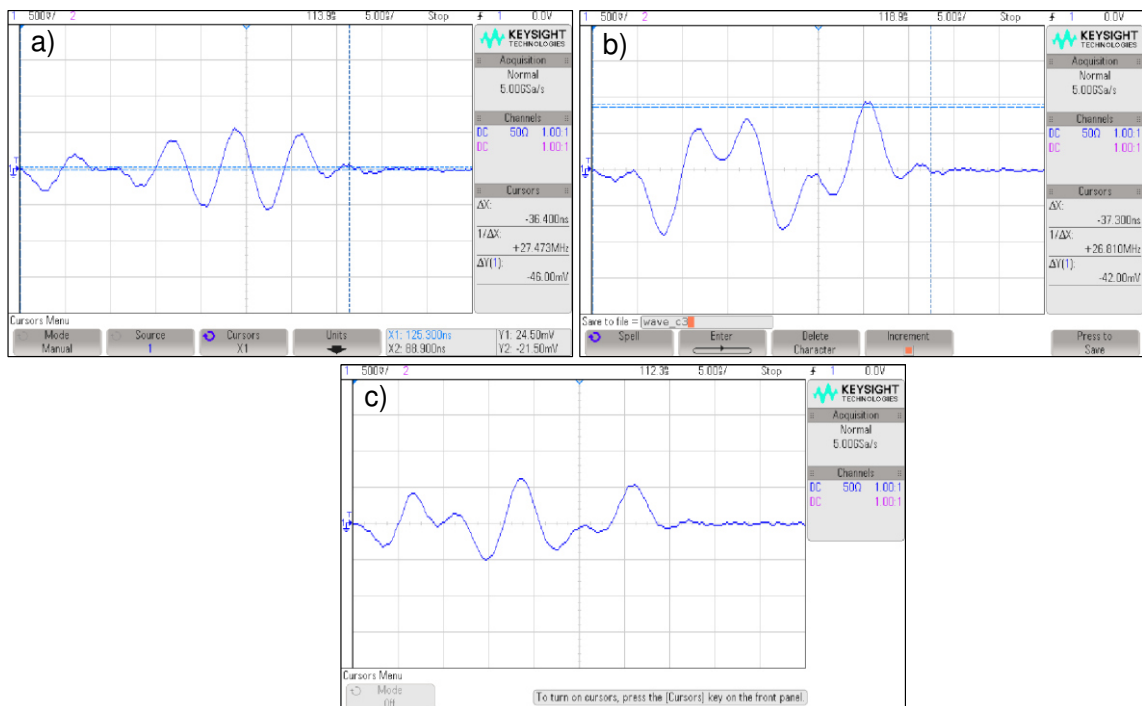


Figura 6.14: Mediciones en osciloscopio de señales dispersas en tiempo a) C2, b) C3 y c) C4.

La figura 6.14 presenta la medición de señales temporales codificadas en fase (señales multinivel). En las figuras 6.14.a, 6.14.b y 6.14.c se presentan las mediciones de la señal C2 de amplitud $C_2 = (0, 0, 0, 1, 1)$, de la señal C3 de amplitud $C_3 = (0, 1, 0, 0, 1)$ y de la señal C4 de amplitud $C_4 = (0, 0, 1, 0, 1)$, respectivamente. En las tres señales, el vector de fases β se mantiene como $\beta = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. El osciloscopio digital se configura para que el eje X trabaje a la escala de 5 ns y que el eje Y trabaje a la escala de 500 mV.

Si bien el filtro *antialiasing* se diseña para un tiempo de *span* de 30 ns, un periodo de señal en las figuras 6.14.a, 6.14.b y 6.14.c se encuentra dentro de, aproximadamente, 31.80 ns. Este tiempo de *span* es, prácticamente, igual a los 31.77 ns considerados para el diseño del filtro DTF.

Una vez obtenidos las mediciones de la figura 6.14 se presenta la implementación y mediciones del filtro correlador.

6.2.2 Etapa de Decodificación

En esta sección se presenta la implementación del filtro transversal de doble línea de drenador (DTF). Las consideraciones y descripción del diseño ya se han detallado en el capítulo 5, secciones 5.5.5.1 y 5.5.5.2 respectivamente, de la presente tesis.

Se presentan mediciones de parámetros S de las tres líneas de transmisión artificiales para estudiar sus características de propagación en la frecuencia. Se presenta el esquema experimental del par codificador / correlador para estudiar la respuesta de correlación impulsiva.

6.2.2.1 Consideraciones Del Prototipo Del Filtro DTF

Se realiza la implementación en laminados Duroid RO4350B con recubrimiento de cobre. Se considera la estructura convencional de la línea de microcinta ilustrada en la figura 6.1 por lo que la tabla 6.3 presenta los parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid RO4350B y de la microcinta, utilizados para la implementación del filtro DTF.

Tabla 6.3: Parámetros físicos y eléctricos de la placa Duroid y microcinta para el filtro DTF.

Parámetros	Característica	Valor
Físicos	Ancho del Substrato (W_{total})	65.0 mm
	Espesor del Substrato (H)	0.762 mm
	Longitud Física (L)	129.0 mm
	Espesor del Cobre (t)	34 μm
	Ancho de la Microcinta (W)	0.7874 mm
	Espesor de la Microcinta (t)	34 μm
Eléctricos	Permitividad Dieléctrica Relativa (ϵ_r)	3.66 a 10 GHz
	Conductividad del Cobre (σ)	5.88×10^7 S/m
	Pérdidas Tangenciales, $\tan \delta$	0.0037 a 10 GHz

En referencia a la tabla 6.3, la longitud eléctrica e impedancia característica son $2,557.11^\circ$ y 74.42Ω , respectivamente, además de una constante de permitividad dieléctrica efectiva, ϵ_{Effect} , de 2.72. De igual manera que en las implementaciones anteriores, el ancho de la microcinta (W) obedece al ancho de los componentes SMD.

Para el diseño del filtro transversal distribuido (DTF) se utiliza el modelo no lineal del transistor HJ – FET ne3210s01, sin embargo, para la implementación del prototipo se utiliza el componente de reemplazo FET ce3512k2 de bajo ruido. Se consideran los mismos voltajes de control de transconductancia, V_{GS} , presentados en las gráficas de las figuras 5.9 y 5.10. Por otro lado, los componentes pasivos utilizados para la implementación del prototipo del filtro DTF varían debido a la disponibilidad de los componentes. Para la implementación del filtro DTF, los valores finales de L , $L/2$ y C son: 39 nH, 18 nH y 15 pF, respectivamente, obteniendo una impedancia característica de 50.99Ω .

6.2.2.2 Prototipo Del Filtro Transversal Basado en el Concepto de Amplificación Distribuida

La figura 6.15 ilustra el prototipo terminado del filtro DTF. El principio de operación se detalla en la sección 4.3.2.2 de la presente tesis. En el centro del circuito se observa la línea de compuerta común (*Common Gate Line*) mientras que en la parte superior e inferior se observan las líneas de drenador (*Drain Line 1 & 2*). Las pistas de las microcintas se pueden implementar en forma de ‘codo’ para disminuir las dimensiones de la placa. Todos los puntos de tierra común (GND) se definen con la técnica *through-hole*.

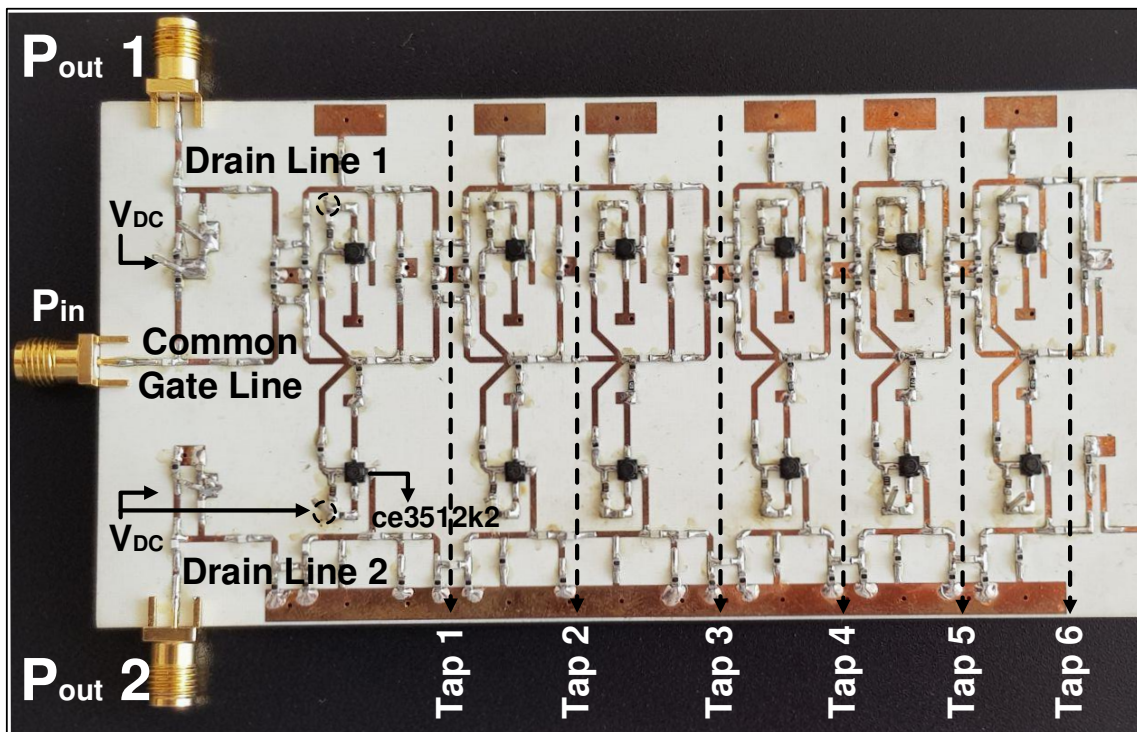


Figura 6.15: Prototipo del filtro transversal de doble línea de drenador de 6 taps.

Para los puertos de entrada (P_{in}) y salida (P_{out1} - P_{out2}) en el filtro se utilizan conectores SMA hembra especiales para soldar en placa. En el lado izquierdo de las líneas de drenador se visualizan las entradas de polarización a DC para establecer los voltajes drenador – fuente (V_{DS}) de las celdas activas en cada *tap*

mientras que las entradas de polarización para establecer los voltajes de control (V_{GS}) se identifican por círculos de línea punteada.

Se identifican con líneas punteadas los seis *taps* del filtro. En cada *tap* se observan las etapas activas, identificando los transistores FET ce3512k2. Las tres líneas de transmisión artificiales se terminan con una resistencia de 50 Ω . Se completa la implementación del filtro con los componentes pasivos L y C en montaje superficial.

Se realizan dos mediciones para el filtro transversal. Primeramente, se realizan mediciones de parámetros S de transmisión y reflexión de las tres líneas de transmisión artificiales. Por lo anterior, cada línea ATL del filtro se considera como una red de dos puertos. El esquema experimental se asemeja al presentado en la figura 6.4.

Después, se realizan mediciones del esquema electrónico SAE – CDMA en el dominio temporal. La figura 6.16 ilustra el esquema experimental para la prueba del filtro DTF.

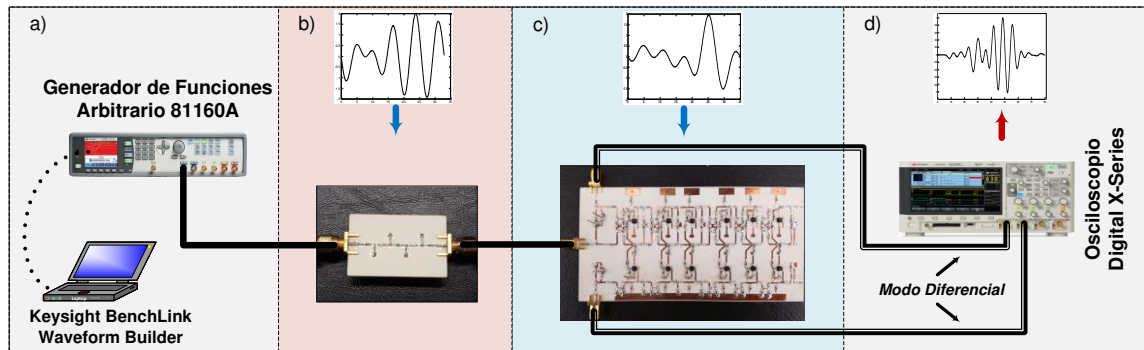


Figura 6.16: Esquema experimental del filtro transversal DTF como correlador de señales temporales codificadas en fase.

En las figuras 6.16.a y 6.16.b se presentan las etapas de generación de señales dispersas en tiempo. Como se describe en las secciones 5.5.4, en la figura 6.16.a las señales pre-calculadas se procesan en el software “*KeysightBenchLink Waveform Builder*” en forma de pulsos triangulares, cada señal se inyecta al Generador de Funciones Arbitrarias por conexión USB. En la

figura 6.16.b se observa el acoplamiento del generador de funciones arbitrarias al filtro *antialiasing*, con el fin de generar las señales temporales. Por resultados mostrados en la sección 6.2.1.4, se pueden generar las señales temporales *C2*, *C3* y *C4* de la etapa de codificación.

En la figura 6.16.c se presenta el filtro transversal de doble línea de drenador actuando como correlador. En este filtro se sintetiza la señal temporal *PW2*, como se describe en la sección 5.5.5.3, y correlaciona la señal temporal proveniente del filtro *antialiasing*. Debido a su estructura, por las líneas de drenador se propagan señales en modo común y modo diferencial, por lo que se utiliza un circuito balanceado para rechazar la señal en modo común y mostrar la señal en modo diferencial. La figura 6.16.d ilustra el acoplamiento de las salidas del filtro DTF a dos canales del osciloscopio para realizar operaciones aritméticas y así rechazar la señal en modo común y obtener la respuesta de correlación impulsiva de señales multinivel.

6.2.2.3 Mediciones en Frecuencia Del Filtro DTF

Se presentan los parámetros S_{21} y S_{11} de las líneas de drenador superior y compuerta común. Se considera que los resultados presentados de la línea superior se mantienen para la línea inferior al diseñarse de la misma manera. La figura 6.17 presenta estas mediciones.

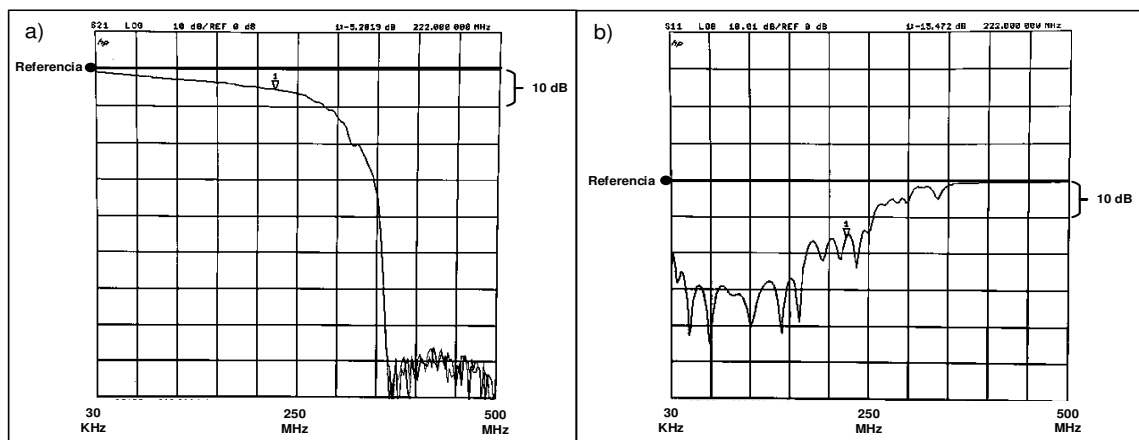


Figura 6.17: Medición de a) parámetro S_{21} y b) parámetro S_{11} de la línea de drenador superior del filtro transversal distribuido.

La figura 6.17.a presenta la medición del parámetro S_{21} . En la figura 6.17.b se presenta la medición del parámetro S_{11} . En la cuadrícula de ambas mediciones, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 10 dB mientras que en el eje X cada cuadrado presenta una escala de 50 MHz. El marcador (*Marker 1*) se sitúa a la frecuencia de corte.

Para la estructura de la línea ATL de drenador, el parámetro S_{21} en la frecuencia de corte de 3 dB presenta una magnitud de -5.28 dB; el parámetro S_{11} presenta magnitud de -15.42 dB. Debido a la sección 6.1.4, estos resultados se verifican por simulación circuital en AWR.

Por el parámetro S_{21} , se observa que a bajas frecuencias la línea de drenador transmite la mayoría de la señal, pasando la frecuencia de corte a 3 dB la magnitud empieza a decaer. Al acercarse a la frecuencia de corte de Bragg se deja de propagar señal y comienza a presentar pérdidas por reflexión. Esto se corrobora al observar el parámetro S_{11} ya que a partir de la frecuencia de corte a 3 dB la magnitud se incrementa.

La figura 6.18 presenta la medición del parámetro S_{11} de la línea de compuerta común. En la cuadrícula del VNA, cada cuadrado en el eje Y presenta una escala de 10 dB mientras que cada cuadrado en el eje X presenta una escala de 50 MHz. El marcador (*Marker 1*) se sitúa a $f_{c,3dB}$.

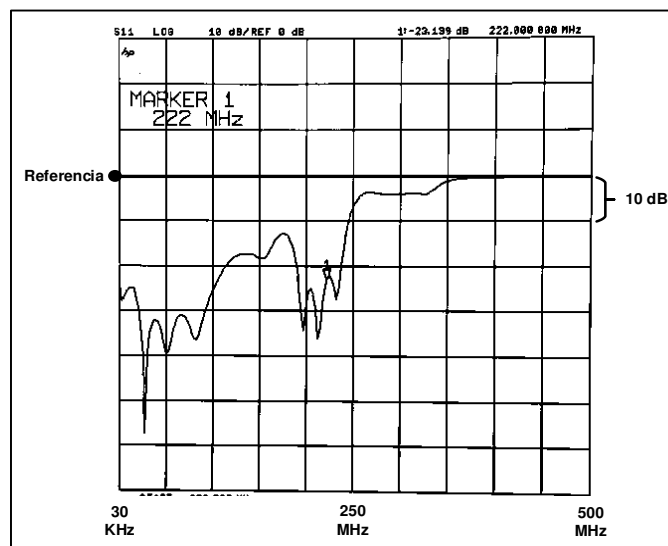


Figura 6.18: Medición del parámetro S_{11} de la línea de compuerta común.

La magnitud del parámetro S_{11} a la frecuencia de corte a 3 dB es de -23.18 dB. Se observa que a partir de esta frecuencia de corte la magnitud del parámetro S_{11} se incrementa, lo que se traduce en pérdidas por reflexión en la línea de compuerta. Debido a la sección 6.1.4, este resultado se verifica por simulación circuital en AWR.

6.2.2.4 Mediciones en Tiempo Del Filtro DTF

Para aplicar el concepto de correlación impulsiva y obtener mediciones en el tiempo, las etapas mostradas en las figuras 6.16.c y 6.16.d se realizan por simulación circuital en el software AWR, considerando la técnica de Balance Armónico (HB). Se consideran las señales de codificación $C2$, $C3$ y $C4$ reconstruidas por el filtro *antialiasing* y se importan al software AWR. Ahora, es posible hacer correlación con la respuesta al pulso del filtro DTF diseñado.

A continuación, se presentan resultados de correlación impulsiva para la verificación de la respuesta temporal mediante simulación circuital en AWR. Para realizar la función de correlación impulsiva se consideran las señales temporales normalizadas a su valor r.m.s., además, el tiempo total de la respuesta del correlador es dos veces el tiempo de *span* del filtro, es decir, $2 \times 31.77 \text{ ns} \approx 64 \text{ ns}$. En la figura 6.19.a se presenta el resultado de correlación de la señal $C2$ (codificación) con la respuesta al pulso $PW2$ (decodificación), en la figura 6.19.b se presenta el resultado de la correlación de la señal $C3$ con la respuesta al pulso $PW2$ mientras que en la figura 6.19.c se presenta el resultado de la correlación de la señal $C4$ con la respuesta al pulso $PW2$.

En las tres figuras, la función de correlación ideal se simula en el software Matlab y se denota por la línea sólida mientras que las funciones de correlación con el filtro diseñado se denotan por las líneas punteadas.

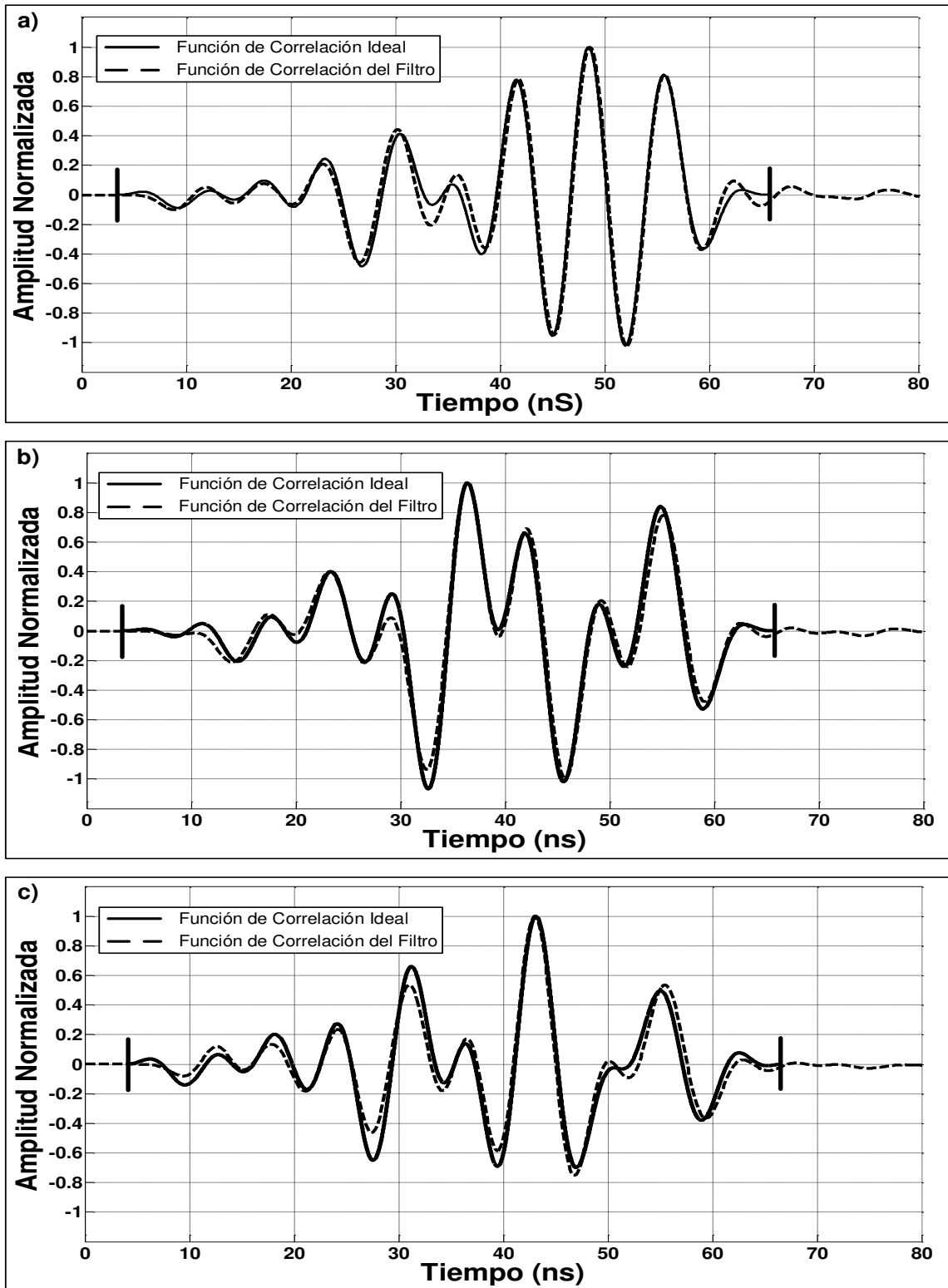


Figura 6.19: Respuestas de correlación entre señales multinivel de codificación
a) C2, b) C3 y c) C4 con señal multinivel del correlador superior PW2.

La respuesta de correlación del usuario intencional se presenta en la figura 6.19.a, las respuestas de usuarios interferentes se presentan en las figuras 6.19.b y 6.19.c. Se presentan marcadores en las figuras 6.19.a, b y c para delimitar el contenido de la señal. Se observa que el filtro DTF (correlador) se diseña con tal exactitud que las respuestas de correlación impulsiva tienen gran correspondencia con cada función ideal corroborando la capacidad del filtro de realizar correlación de señales temporales codificadas en fase.

Se demuestra el funcionamiento del filtro transversal DTF en tecnología de circuitos MIC y de componentes SMD.

6.2.2.4.1 Observaciones en las Mediciones en Tiempo

Experimentalmente, las mediciones en el dominio temporal presentan problemas en la implementación de los componentes activos. Primeramente, se considera el vehículo de prueba de un circuito amplificador utilizando el transistor ce3512k2. Al hacer mediciones de voltajes en DC se presentan lecturas erróneas en los valores de polarización del FET con respecto a lo simulado en AWR. Posteriormente, al implementar estos transistores en las celdas activas del filtro DTF se observan lecturas erróneas de los valores de polarización de cada FET. Lo anterior se atribuye a un lote defectuoso de transistores por parte del fabricante, además de la falta de instalaciones adecuadas para el manejo de estos componentes sensibles a la estática.

Por lo descrito, no fue posible verificar la medición de la función de correlación en el esquema experimental. Se espera que las respuestas de correlación en una implementación física no varíen mucho respecto a lo simulado en las figuras 6.19.a, 6.19.b y 6.19.c.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES

Esta tesis se ha enfocado al diseño de un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida que utiliza el mayor número de grados de libertad, es decir, logra ganancias de *tap* y retardos diferenciales desiguales con el fin de controlar las interferencias entre pulsos y así sintetizar señales de amplitud variable. De esta manera, el filtro propuesto se aproxima a una señal temporal codificada en fase. El filtro es capaz de hacer correlación impulsiva.

En el capítulo 2 se exploran las técnicas de multicanalización más utilizadas para redes LAN en el dominio óptico. La técnica OCDMA utiliza códigos para diferenciar los canales de información y presenta ventajas respecto a otras como TDMA y WDMA. Para la transmisión de información en OCDMA, los canales de información codificados pueden compartir una misma longitud de onda resultando en un mejor rendimiento en el medio óptico de transmisión a diferencia de WDMA en donde los canales de información se envían por distintas longitudes de onda. Una de las principales ventajas de OCDMA es su versatilidad para desplegar esquemas asíncronos, haciendo una red con control descentralizado y de fácil administración. OCDMA presenta dos maneras de codificación, las cuales son esenciales para los esquemas de red ópticos.

En el capítulo 3 se estudia el procesamiento óptico y electrónico de señales para los esquemas CDMA en redes LAN ópticas. El procesamiento electrónico de señales se estudia como una alternativa costo – efectiva al procesamiento óptico siendo un referente para futuros trabajos. Los esquemas OCDMA de procesamiento electrónico utilizan códigos *pseudo-ortogonales* Gold que

presentan mejor rechazo a la interferencia de acceso múltiple (MAI) en comparación de los esquemas OCDMA con códigos ópticos por lo que se estudian las características de los códigos Gold de longitud 7, 31, 127 y 511. Se encuentra que para disminuir interferencia se deben incrementar las longitudes de códigos a utilizar, lo cual hace impráctico el uso de filtros transversales. Por lo anterior se explora el esquema electrónico CDMA de Codificación de Amplitud Espectral.

En el capítulo 4 se propone el desarrollo del procesamiento electrónico de señales para el esquema SAE – CDMA con un filtro transversal basado en el concepto de amplificación distribuida (DTF), también llamado filtro de doble línea de drenador. El filtro controla los niveles de ganancia y signo de las respuestas de *tap* mediante señales en modo diferencial para aproximarse a las formas de onda del esquema planteado. La principal ventaja del filtro de doble línea de drenador respecto a otros circuitos balanceados es la simplicidad de la estructura al utilizar solamente dos dispositivos activos en cada *tap*. Teóricamente, es posible realizar el diseño del filtro DTF que utilice la mayor cantidad de grados de libertad con el fin de aproximarse a las señales temporales codificadas en fase utilizadas en el esquema SAE – CDMA.

En el capítulo 5, se discuten resultados para el esquema SAE – CDMA. Se comparan resultados de rechazo a interferencia contra el esquema de Secuencia Directa, descrito en el capítulo 3. Se observa la ventaja de SAE – CDMA por utilizar códigos ortogonales Hadamard de longitud corta, $N = 4$, pudiendo optimizar el ancho de banda en una topología de red LAN OCDMA. Por simulación circuital, se realiza el diseño del filtro DTF. Al ser un filtro analógico se presenta una limitante de ancho de banda, por lo que el diseño debe cumplir con una integridad de pulso. Se aplica el concepto de Identificación de Sistemas para analizar secuencias digitales bipolares y multinivel en el filtro DTF, el cual se configura con retardos diferenciales iguales y ganancias de *tap* desiguales, procesando electrónicamente pulsos angostos que se aproximan a las denominadas secuencias recíprocas. Debido a las funciones de correlación aperiódica y periódica se obtienen respuestas impulsivas limitadas en ancho de

banda, presentando mínima interferencia entre pulsos (ISI). Se demuestra la capacidad del filtro DTF de procesar pulsos angostos. Posteriormente, se explora la configuración del filtro DTF con el mayor número de grados de libertad. Debido al proceso correcto de simulación y diseño, se implementa un filtro Butterworth pasa bajas el cual ayuda a generar satisfactoriamente las señales temporales codificadas en fase para la etapa de codificación con el Generador de Funciones Arbitrarias. Por lo tanto, las velocidades de transmisión de dicho equipo delimitan el tiempo *span*. Los estudios realizados por simulación en AWR y mediciones en el VNA de las secciones que conforman el filtro DTF, así como la formulación presentada, son satisfactorios para analizar el concepto de SAE – CDMA y lograr configurar el filtro DTF con ganancias de *tap* y retardos diferenciales desiguales permitiendo el control de la interferencia entre pulsos. Al procesar electrónicamente pulsos de unos cuantos milivolts y nanosegundos, por la característica de modulación de código, se logra la síntesis de una señal temporal codificada en fase en la respuesta al pulso del filtro DTF. Al obtener los resultados se determina que los cambios de estado de las señales bipolares de Secuencia Directa requieren que el pulso responda a transiciones rápidas, es decir, de frecuencia ilimitada mientras que los cambios de estado de las señales temporales codificadas en fase requieren que el pulso responda a transiciones suaves, es decir, se permite el aumento del tiempo de subida del pulso provocado por la limitante de ancho de banda del filtro DTF. Con esto se concluye que la característica de modulación de código de los filtros DTF se adapta mejor a las señales temporales codificadas en fase que a las señales bipolares y multinivel de Secuencia Directa. Para confirmar la correlación impulsiva en SAE – CDMA se utiliza el filtro DTF como correlador, concluyendo que la estructura del filtro presenta una versatilidad tal que efectúa correctamente el proceso de correlación impulsiva. De esta manera se contesta la hipótesis planteada.

En el capítulo 6 se implementan vehículos de prueba que ayudan al entendimiento y diseño del filtro DTF. Se comprueba la viabilidad de implementar los vehículos de prueba en tecnología de circuitos integrados monolíticos y con componentes de montaje superficial. Por experimentación, se presentan

problemas en las mediciones de los vehículos de prueba con componentes activos. Los pasos 5 y 12 de la metodología no logran realizarse en su totalidad y, como se comenta en el capítulo 6, esto se atribuye a un lote defectuoso de transistores por parte del fabricante, aunado a la falta de instalaciones adecuadas para el manejo de componentes sensibles a la estática. Por tal motivo, el filtro DTF se analiza de manera *semi-experimental* en el software AWR, esperando que las respuestas no varíen respecto a una implementación física.

7.1 Trabajo a Futuro

El desarrollo de este trabajo de tesis puede derivar en varios trabajos a futuro como los enlistados:

- 1) El trabajo reportado en la presente tesis explora el esquema electrónico SAE – CDMA. En referencia a la etapa de decodificación del esquema de la figura 3.7, esta tesis considera únicamente la correlación impulsiva con el filtro del brazo superior. Una vez presentado el desarrollo del filtro transversal distribuido que logra sintetizar una señal temporal codificada en fase, es posible extender el desarrollo para que en la respuesta al pulso de un filtro DTF de 7 *taps* se logre la síntesis de la señal temporal del vector de fases de referencia θ del brazo inferior. Al concretar el desarrollo de este filtro, es factible completar, a través de procesamiento electrónico de señales, el análisis del esquema SAE – CDMA hasta la etapa de demodulación. De esta manera se completaría el esquema experimental de SAE – CDMA presentándose como una alternativa costo – efectiva de desarrollo de procesamiento electrónico en redes LAN OCDMA en la última milla.
- 2) Dentro de las posibilidades de la facultad de conseguir el equipo necesario, se puede explorar el desarrollo del esquema SAE – CDMA a altas frecuencias. En la presente tesis se manejan frecuencias por debajo de los 500 MHz ($f_{c,3\text{ dB}} \approx 240\text{ MHz}$) debido al intervalo de operación del Generador de Funciones Arbitrarias con el que cuenta la facultad ($BW \approx 330\text{ MHz}$). Se propone trabajar a una frecuencia de corte de 3 dB de unos cuantos GHz, lo que significa que el filtro sería capaz de procesar pulsos angostos de muy

pocos nanosegundos ($\approx ps$). Lo anterior conllevaría a un análisis más estricto del filtro DTF desarrollado, empleando simulación electromagnética que ayude a estudiar efectos inductivos, dentro de la síntesis de las líneas ATL.

- 3) Solucionar los problemas de los vehículos de prueba con componentes activos de montaje superficial. Conseguir instalaciones adecuadas para el manejo de componentes sensibles a la estática, ya sea dentro de la facultad o dentro de la universidad. Una vez conseguido lo necesario, se completan las pruebas experimentales de la etapa activa del amplificador y del filtro transversal distribuido.

APÉNDICE A

SEÑALES CDMA PARA CODIFICACIÓN TEMPORAL DE FASE

Para el esquema electrónico SAE – CDMA, se demuestra el proceso de síntesis al aproximar la respuesta al pulso del DTF a una señal temporal codificada en fase, representada por la siguiente ecuación:

$$h(t) = w(t) \sum_{n=1}^M c_n \cos(\omega_n t - \beta_n). \quad (\text{A.1})$$

Las señales resultantes en (A.1) son la representación temporal de señales moduladas espectralmente, siendo c_n y β_n las amplitudes y fases de los centros de las M subbandas, respectivamente. Por la ecuación (A.1), cada función de filtro del codificador y decodificador (ver figura 3.7) se puede sintetizar en la respuesta al pulso de un DTF.

Se consideran códigos ortogonales Hadamard de longitud 4 como los presentados en la tabla 5.2 del capítulo 5 de la presente tesis. Para el filtro DTF codificador se considera el vector de amplitudes c_n y un vector de fases β_n arbitrario. En el decodificador, para el filtro DTF correlador superior se considera un vector de amplitudes unitario $d_n = 1$ y el vector de fases de dirección φ_n . Para el filtro DTF correlador inferior se considera un vector de amplitudes unitario $d_n = 1$ y el vector de fases de referencia alternante θ_n . El vector de fases de dirección se define debido al vector de fases de referencia. Por los códigos Hadamard se obtienen 3 conjuntos de señales.

La primera señal temporal del codificador para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $c_2 = (0, 0, 0, 1, 1)$ y fase $\beta_2 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. La

primera señal temporal del correlador superior para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $d_2 = (0, 1, 1, 1, 1)$ y fase $\varphi_2 = (0, -\pi/2, \pi, \pi/2, 0)$. La figura A.1 presenta a) la señal temporal del codificador “C2” y b) la señal temporal del filtro correlador superior “PW2”.

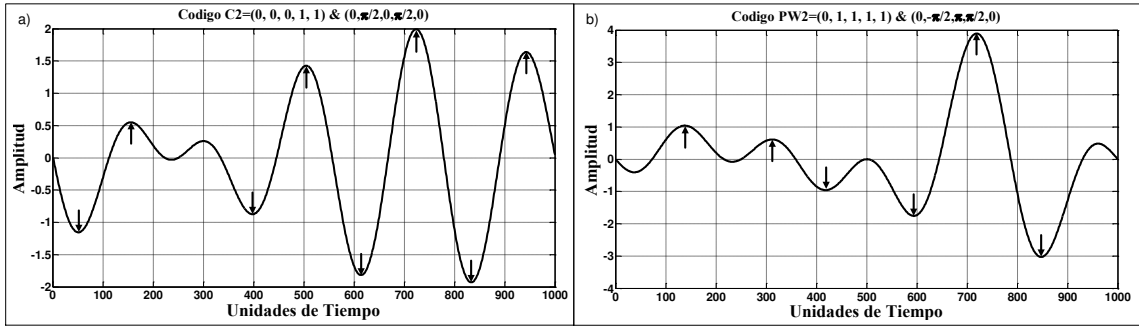


Figura A.1: Señales temporales a) C2 y b) PW2.

El proceso de síntesis requiere definir N puntos de muestreo máximos y mínimos de la señal pre-calculada con la ecuación (A.1). El número de *taps* del filtro se iguala a la cantidad de puntos de muestreo. Las tablas A.1 y A.2 resumen la cantidad de puntos de muestreo, además de las características analógicas de ganancias y tiempos de retardo diferenciales para las señales C2 y PW2, respectivamente.

Como se presenta en las siguientes tablas de respuestas pre-calculadas, la primera columna indica la cantidad de puntos máximos y mínimos en la señal ideal, traduciendo esto dato a la cantidad de *taps* que conforma el filtro DTF. La segunda columna indica las ganancias para cada *tap*. La tercera columna indica el tiempo de retardo diferencial entre la respuesta de *tap* actual y el valor 0 de referencia. La cuarta columna indica el tiempo de retardo diferencial entre la respuesta del *tap* actual y la respuesta del *tap* anterior.

Considerando este conjunto de señales, la cantidad máxima de *taps* necesaria para acercarse a estas señales temporales es de 8, es decir, con 8 *taps* en el diseño de un filtro transversal distribuido se asegura una adecuada respuesta al pulso del filtro.

Tabla A.1: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C2.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	-1.15	51	-
2	0.55	156	105
3	-0.87	398	242
4	1.42	505	107
5	-1.81	614	109
6	-2.0	724	110
7	-1.93	833	111
8	1.64	943	110

Tabla A.2: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW2.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	1.04	138	-
2	0.61	312	174
3	-0.96	418	106
4	-1.75	594	176
5	3.9	719	125
6	-3.0	848	129

La segunda señal temporal del codificador para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $c_3 = (0, 1, 0, 0, 1)$ y fase $\beta_3 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. La segunda señal temporal del correlador superior para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $d_3 = (0, 1, 1, 1, 1)$ y fase $\varphi_3 = (0, \pi/2, \pi, -\pi/2, 0)$. La figura A.2 presenta a) la señal temporal del codificador “C3” y b) la señal temporal del filtro correlador superior “PW3”.

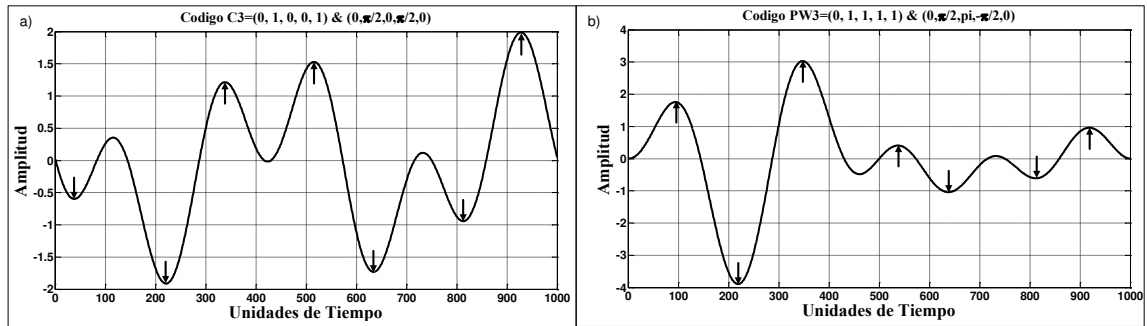


Figura A.2: Señales temporales a) C3 y b) PW3.

El proceso de síntesis requiere definir N puntos de muestreo máximos y mínimos de la señal pre-calculada con la ecuación (A.1). El número de *taps* del filtro se iguala a la cantidad de puntos de muestreo. Las tablas A.3 y A.4 resumen la cantidad de puntos de muestreo, además de las características analógicas de ganancias y tiempos de retardo diferenciales para las señales C3 y PW3, respectivamente.

Tabla A.3: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C3.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	-0.6	38	-
2	-1.91	221	183
3	1.21	338	117
4	1.53	515	177
5	-1.73	634	119
6	-0.94	813	179
7	2.0	928	115

Tabla A.4: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW3.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	1.75	94	-
2	-3.9	219	125

3	3.0	348	129
4	0.4	537	189
5	-1.0	638	101
6	-0.61	812	174
7	1.0	918	106

La tercera señal temporal del codificador para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $c_4 = (0, 0, 1, 0, 1)$ y fase $\beta_4 = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. La tercera señal temporal del correlador superior para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $d_4 = (0, 1, 1, 1, 1)$ y fase $\varphi_4 = (0, -\pi/2, 0, -\pi/2, \pi)$. La figura A.3 presenta a) la señal temporal del codificador “C4” y b) la señal temporal del filtro correlador superior “PW4”.

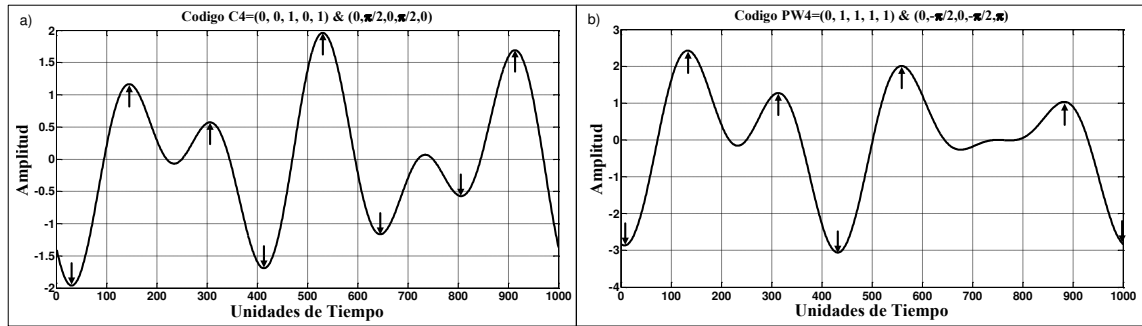


Figura A.3: Señales temporales a) C4 y b) PW4.

El proceso de síntesis requiere definir N puntos de muestreo máximos y mínimos de la señal pre-calculada con la ecuación (A.1). El número de *taps* del filtro se iguala a la cantidad de puntos de muestreo. Las tablas A.5 y A.6 resumen la cantidad de puntos de muestreo, además de las características analógicas de ganancias y tiempos de retardo diferenciales para las señales C4 y PW4, respectivamente.

Tabla A.5: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de C4.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	-1.96	32	-
2	1.16	145	113
3	0.57	306	161
4	-1.7	414	108
5	1.96	530	116
6	-1.16	645	115
7	-0.57	806	161
8	1.7	913	107

Tabla A.6: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de PW4.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	-2.86	7	-
2	2.42	133	126
3	1.27	313	180
4	-3.0	432	119
5	2.0	559	127
6	1.03	882	323
7	-2.8	1000	118

La señal temporal del correlador inferior de referencia para 5 subbandas se obtiene con los vectores de amplitud $d_{WLA} = (0, 1, 1, 1, 1)$ y fase alternante $\theta_{WLA} = (0, \pi/2, 0, \pi/2, 0)$. La figura A.4 presenta la señal temporal del codificador “WLA”.

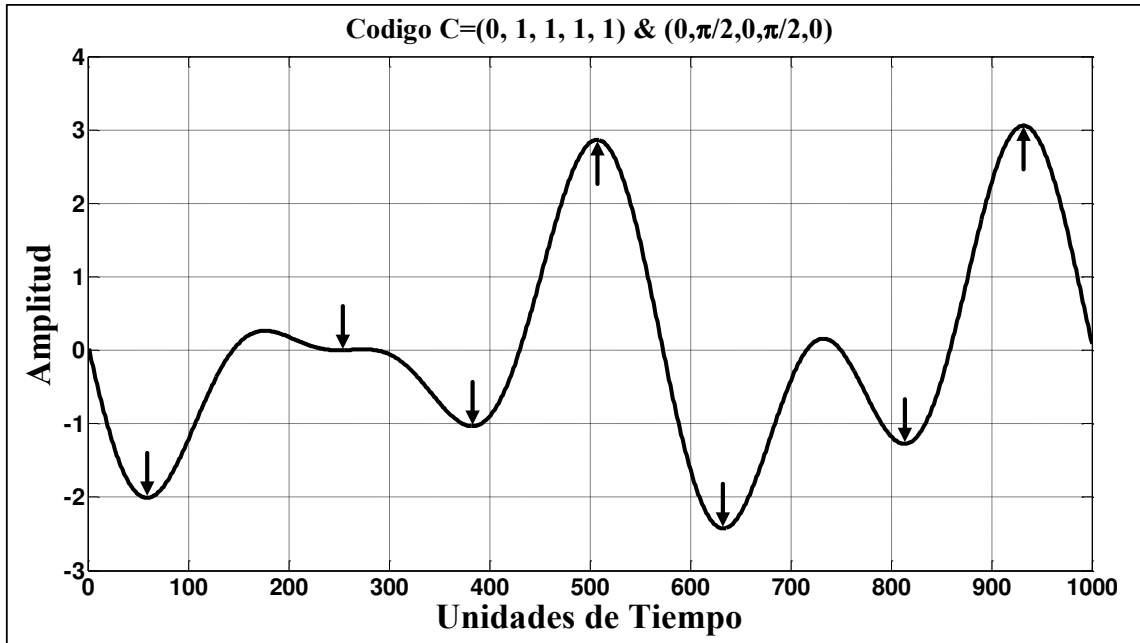


Figura A.4: Señal temporal WLA.

El proceso de síntesis requiere definir N puntos de muestreo máximos y mínimos de la señal pre-calculada con la ecuación (A.1). El número de *taps* del filtro se iguala a la cantidad de puntos de muestreo. La tabla A.7 resume la cantidad de puntos de muestreo, además de las características analógicas de ganancias y tiempos de retardo diferenciales para la señal WLA.

Tabla A.7: Ganancias y retardos diferenciales para cada muestra de WLA.

Min/Max	G	t_s	Δt
1	-2.0	59	-
2	0	250	191
3	-1.0	383	133
4	2.86	507	124
5	-2.42	633	126
6	-1.27	813	180
7	3.0	932	119

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 1

- [1] Ghafouri-Shiraz, H., Karbassian, M. M., “Optical CDMA Networks”, 1st Edition, Wiley & Sons, (2012).
- [2] Jackson, K., et al., “Optical Fiber Delay – Line Signal Processing”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT - 33, March, (1985).
- [3] Huang, Jen-Fa, et al., “Hybrid WDM and Optical CDMA Implemented with M-sequence Coded Waveguide Gratings over Fiber-to-the-Home Network”, *IEEE ICC, Circuits and Systems*, (2006).
- [4] Saber El Faleet, S., M. Sc. Tesis: “Fiber to The Home (FTTH) Networks based on OCDM Technique”, (2015).
- [5] Ramaswami, R., Sivarajan, K., N., Sasaki, G., H., “Optical Networks a Practical Perspective”, 3rd Edition, Morgan Kaufmann, (2010).
- [6] Prucnal, P., et al., “Spread Spectrum Fiber – Optic Local Area Network using Optical Processing”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT - 4, May, (1986).
- [7] Salehi, J., “Code Division Multiple – Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part I: Fundamentals Principles”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, August, (1989).
- [8] Kitayama, K-I., “Optical Code Division Multiple Access a Practical Perspective”, 1st Edition, Cambridge University Press, (2014).
- [9] Tamura, S., et al., “Optical Code – Multiplex Transmission by Gold Sequences”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT - 3, February, (1985).
- [10] Khaleghi, F., Kavehrad, M., “A Subcarrier Multiplexed CDM Optical Local Area Network, Theory and Experiment”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, January, (1995).
- [11] Buss, D. D., et al., “Transversal Filtering Using Charge - Transfer Devices”, *IEEE Journal of Solid – State Circuits*, April, (1973).
- [12] Milstein, L. B., Das, P. K., “Surface Acoustic Wave Devices”, *IEEE Communications Magazine*, September, (1979).

- [13] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations", Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).
- [14] Pimenta, M., Darwazeh, I., "Circuit Design Proposal for Multi-GBit/s CDMA over Fibre using Distributed Topologies", Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2009).
- [15] Rosas – Fernández, J. B., et al., "18 Gchips/s Electronic CDMA for Low – Cost Optical Access Networks", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, February, (2009).
- [16] Wu, H., et al., "Integrated Transversal Equalizers in High-Speed Fiber-Optic Systems", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, December, (2003).
- [17] Fan, P., Darnell M., "Sequence Design for Communication Applications", Wiley & Sons, (1996).
- [18] Börjak, A., et al., "High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-Based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems", Vol. 45, August, (1997).
- [19] Aguilar Torrentera, et al., "Extending Distributed – Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA", *The Institute of Electronics, Information and Communications Engineers*, Agosto, (2017), (Submitted Paper).
- [20] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: "Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems", August, (2004).
- [21] Lam, C. F., "To Spread or Not to Spread – the Myths of Optical CDMA", *Optical Society of America*, (2000).
- [22] Kavehrad, M., Zaccarin, D., "Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources", *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, March, (1995).
- [23] Aguilar Torrentera, J., et al., "Spectral-Amplitude Encoding CDMA System Based on High/Speed Electronic Encoder/Decoder Structures", *Universidad Antioquia, Colombia*, October, (2016).

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 2

- [1] Ghafouri-Shiraz, H., Karbassian, M. M., *“Optical CDMA Networks”, 1st Edition, Wiley & Sons, (2012).*
- [2] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: *“Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems”, August, (2004).*
- [3] Stallings, W., *“Comunicaciones y Redes de Computadoras”, 6ta Edición, Prentice Hall.*
- [4] Kitayama, K-I., *“Optical Code Division Multiple Access a Practical Perspective”, 1st Edition, Cambridge University Press, (2014).*
- [5] Ramaswami, R., Sivarajan, K., N., Sasaki, G., H., *“Optical Networks a Practical Perspective”, 3rd Edition, Morgan Kaufmann, (2010).*
- [6] Green, P. E., Ramaswami, R., *“Direct Detection Lightwave Systems: Why Pay More?, IEEE, November, (1990).*
- [7] Sabella, R., Lugli, P., *“High Speed Optical Communications”, Kluwer Academic, (1999).*
- [8] Mukherjee, B., *“WDM Optical Communication Networks: Progress and Challenges”, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 18, October, (2000).*
- [9] Hui, R., et al., *“Subcarrier Multiplexing for High-Speed Optical Transmission”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 20, March, (2002).*
- [10] Shalaby, H. M. H., Sourour E. A., *“Co-Channel Interference Cancellation in Optical Synchronous CDMA Communication System”, IEEE ISSSTA, (1994).*
- [11] Dixon, R.C., *“Spread Spectrum Systems with Commercial Applications”, 3rd Edition, Wiley & Sons, (1994).*
- [12] Kavehrad, M., Zaccarin, D., *“Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 13, March, (1995).*

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 3

- [1] Prucnal, P., et al., “Spread Spectrum Fiber – Optic Local Area Network using Optical Processing”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT - 4, May, (1986).
- [2] Salehi, J., “Code Division Multiple – Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part I: Fundamentals Principles”, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 37, August, (1989).
- [3] Tamura, S., et al., “Optical Code – Multiplex Transmission by Gold Sequences”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. LT - 3, February, (1985).
- [4] Rosas – Fernández, J. B., et al., “18 Gchips/s Electronic CDMA for Low – Cost Optical Access Networks”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 27, February, (2009).
- [5] Kavehrad, M., Zaccarin, D., “Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources”, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, March, (1995).
- [6] Aguilar Torrentera, J., et al., “Spectral-Amplitude Encoding CDMA System Based on High/Speed Electronic Encoder/Decoder Structures”, *Universidad Antioquia, Colombia*, October, (2016).
- [7] Aguilar Torrentera, J., et al., “Extending Distributed – Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA”, *The Institute of Electronics, Information and Communications Engineers*, Agosto, (2017), (Submitted Paper).
- [8] Marom, E., “Optical Delay Line Matched Filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. CAS – 25, June, (1978).
- [9] Jackson, K., et al., “Optical Fiber Delay – Line Signal Processing”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT - 33, March, (1985).
- [10] Ghafouri-Shiraz, H., Karbassian, M. M., “Optical CDMA Networks”, 1st Edition, Wiley & Sons, (2012).
- [11] Kitayama, K-I., “Optical Code Division Multiple Access a Practical Perspective”, 1st Edition, Cambridge University Press, (2014).

- [12] Guo, X., et al., "First Demonstration of OFDM ECDMA for Low Cost Optical Access Networks", *Optic Letters*, Vol. 40, May, (2015).
- [13] Fan, P., Darnell M., "Sequence Design for Communication Applications", Wiley & Sons, (1996).
- [14] Dixon, R. C., "Spread Spectrum Systems with Commercial Applications", 3rd Edition, Wiley & Sons, (1994).
- [15] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: "Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems", August, (2004).
- [16] Pursley, M. B., "Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part I: System Analysis", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM – 25, August, (1977).
- [17] Rodríguez Henríquez, F., et al., "Generation of Gold – Sequences with Applications to Spread Spectrum Systems".
- [18] Crespo, P. M., et al., "Spread-Time Code-Division Multiple Access", *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, June, (1995).

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 4

- [1] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., “Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations”, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).
- [2] Pimenta, M., Darwazeh, I., “Circuit Design Proposal for Multi-GBit/s CDMA over Fibre using Distributed Topologies”, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2009).
- [3] Wong, Thomas T. Y., “Fundamentals of Distributed Amplification”, Artech House, (1993).
- [4] Ginzton, E. L., et al., “Distributed Amplification”, Proceedings of the I.R.E., August, (1948).
- [5] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: “Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems”, August, (2004).
- [6] Virdee, B. S., Virdee, A. S., Banyamin, B. Y., “Broadband Microwave Amplifiers”, Artech House, (2004).
- [7] Gonzalez, G., “Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design”, 2nd Edition, Prentice Hall, (1996).
- [8] Pozar, D. M., “Microwave Engineering”, 4th Edition, Wiley & Sons, (2011).
- [9] Elmore, W. C., “The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to Wideband Amplifiers”, University of California, New Mexico, Vol. 19, January, (1948).
- [10] Proakis, J. G., Manolakis, D. G., “Digital Signal Processing”, 4th Edition, Prentice Hall
- [11] Börjak, A., et al., “High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-Based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems”, Vol. 45, August, (1997).
- [12] Betts, L., “Comparing Differential Measurements Techniques”, Applied Microwave & Wireless, Technical Feature, November, (2001).

- [13] Lee, J., Freundorfer, A., "MMIC Adaptive Transversal Filtering using Gilbert Cells and is Suitable for High-Speed Lightwave Systems", *IEEE Photonics Technology Letters*, Vol. 12, February, (2000).
- [14] Wu, H., et al., "Integrated Transversal Equalizers in High-Speed Fiber-Optic Systems", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 38, December, (2003).
- [15] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., "Performance Analysis of a Monolithic Integrated Transversal Filter using Mixed-Mode Scattering Parameters", *IET Microwave, Antennas Propagation*, February, (2007).

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 5

- [1] Aguilar Torrentera, J., et al., “Spectral-Amplitude Encoding CDMA System Based on High/Speed Electronic Encoder/Decoder Structures”, Universidad Antioquia, October, (2016).
- [2] Aguilar Torrentera, J., et al., “Extending Distributed – Based Transversal Filter Method to Spectral Amplitude Encoded CDMA”, The Institute of Electronics, Information and Communications Engineers, Agosto, (2017), (Submitted Paper).
- [3] Aguilar Torrentera, J., Darwazeh, I., “Dual- Drain Line Distributed Cell Design for Multi-Gbit/s Transversal Filter Implementations”, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2005).
- [4] Pimenta, M., Darwazeh, I., “Circuit Design Proposal for Multi-Gbit/s CDMA over Fibre using Distributed Topologies”, Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, England, (2009).
- [5] Elmore, W. C., “The Transient Response of Damped Linear Networks with Particular Regard to Wideband Amplifiers”, University of California, New Mexico, Vol. 19, January, (1948).
- [6] Balcells, J., Daura, F., Esparza, R., Pallas, R., “Interferencias Electromagnéticas en Sistemas Electrónicos”, 1era Edición, Alfaomega, (1992).
- [7] Vendelin, G. D., Pavio, A. M., Rohde, U. L., “Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques”, 2nd Edition, Wiley & Sons, (1990).
- [8] Gonzalez, G., “Microwave Transistor Amplifiers, Analysis and Design”, 2nd Edition, Prentice Hall, (1996).
- [9] Pozar, D. M., “Microwave Engineering”, 4th Edition, Wiley & Sons, (2011).
- [10] <http://www.cel.com/>
- [11] Al-Dabbagh, A., Darnell, M., “The Theory and Application of Reciprocal Pairs of Periodic Sequences”, Institute of Integrated Information Systems School of Electronic & Electrical Engineering, University of Leeds, England.
- [12] Al-Dabbagh, A., et al., “Optical Signal Design using Reciprocal Periodic Sequences”, Electronics Letters, Vol. 34, October, (1998).

- [13] Fan, P., Darnell M., *"Sequence Design for Communication Applications"*, Wiley & Sons, (1996).
- [14] Crespo, P. M., et al., *"Spread-Time Code-Division Multiple Access"*, *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43, June, (1995).
- [15] Kavehrad, M., Zaccarin, D., *"Optical Code-Division-Multiplexed Systems Based on Spectral Encoding of Noncoherent Sources"*, *Journal of Lightwave Technology*, Vol. 13, March, (1995).
- [16] Aguilar Torrentera, J., *"Distributed-Based Transversal Filter Approach for Spectrally Encoded Multi-Gb/s CDMA Systems"*, *Computación y Sistemas*, Vol. 16, October, (2012).
- [17] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: *"Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems"*, August, (2004).

BIBLIOGRAFÍA – CAPÍTULO 6

- [1] Börjak, A., et al., *“High-Speed Generalized Distributed-Amplifier-Based Transversal-Filter Topology for Optical Communication Systems”*, Vol. 45, August, (1997).
- [2] Aguilar Torrentera, J., Ph. D. Tesis: *“Transversal Filter MMIC Design for Multi-Gbit/s optical CDMA Systems”*, August, (2004).
- [3] <https://www.rogerscorp.com/>
- [4] Pozar, D. M., *“Microwave Engineering”*, 4th Edition, Wiley & Sons, (2011).
- [5] Ludwig, R., Bretchko, P., *“RF Circuit Design Theory and Applications”*, Prentice Hall, (2000).
- [6] <https://www.johansontechnology.com/>
- [7] Kompa, G., *“Practical Microstrip Design and Applications”*, Artech House, (2005).